

UNIVERZITA PARDUBICE

DOPRAVNÍ FAKULTA JANA PERNERA

**KATEDRA ELEKTROTECHNIKY, ELEKTRONIKY A ZABEZPEČOVACÍ TECHNIKY
V DOPRAVĚ**

**ČÍSLICOVÉ ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ PASIVNÍCH
SLEDOVACÍCH SYSTÉMŮ**

DISERTAČNÍ PRÁCE

**Autor: ing. Radek Plšek
Školitel: ing. Jiří Konečný, Ph.D.**

2011

UNIVERSITY OF PARDUBICE

JAN PERNER TRANSPORT FACULTY

**DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING AND
SIGNALING IN TRANSPORT**

**DIGITAL SIGNAL PROCESSING FOR PASSIVE
SURVEILLANCE SYSTEMS**

DOCTORAL DISSERTATION

Author: ing. Radek Plšek
Supervisor: ing. Jiří Konečný, Ph.D.

2011

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji:

Tuto práci jsem vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., autorský zákon, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona.

Souhlasím s prezenčním zpřístupněním své práce v Univerzitní knihovně.

V Pardubicích dne 4. ledna 2011

Radek Plšek

ANOTACE

Tento text se zabývá číslicovým zpracováním signálů v systémech určených k monitorování a řízení leteckého provozu. Konkrétně se věnuje systémům založených na měření rozdílů časů příchodu signálů. Hlavní náplní a účelem práce je návrh a výběr algoritmů sloužících k extrakci parametrů signálu, jež jsou součástí uvedených lokalizačních systémů. Každý algoritmus je následně podroben numerické simulaci, jejímž výstupem je vyhodnocení přesnosti odhadnutých parametrů.

KLÍČOVÁ SLOVA

číslíkové zpracování signálů, časoměrné systémy, pasivní radary, určení TDOA, odhady frekvence

ANNOTATION

This text deals with digital signal processing methods intended to use in systems for air traffic monitoring and control. Specifically, it is dedicated to systems based on measurements of signals' times of arrival differences. The choice and design of proper algorithms dedicated for extraction of signal's parameters is the main goal of the thesis. Such information is used in mentioned surveillance systems. Each algorithm is evaluated by means of numerical simulation. With its output we are able to statistically explore the deviation of estimated parameters value.

KEYWORDS

digital signal processing, passive radars, TDOA measurement, frequency estimation

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych na tomto místě vyjádřil dík všem, kdo mě během studia a činností spojených s disertační prací pomáhali a bez nichž bych se jen těžko dostal ke psaní tohoto textu. Školiteli ing. Jiřímu Konečnému, Ph.D., zkušeným kolegům ze svého pracoviště v akciové společnosti ERA, od kterých se vždy budu mít co učit a zejména rodině za jejich stálou podporu a víru v mé schopnosti. Zvláštní poděkování pak patří manželce za její trpělivost, shovívavost a laskavost zejména v době psaní tohoto dokumentu.

Text bych rád věnoval mamince, jejíž podporu bohužel už nemohu oplatit jinak.

OBSAH

1 ÚVOD.....	1
2 PASIVNÍ SLEDOVACÍ SYSTÉMY	3
3 TDOA SYSTÉMY	6
3.1 URČENÍ POLOHY CÍLE	6
3.1.1 PŘESNOST URČENÍ POLOHY	8
3.2 MONOFREKVENČNÍ A ŠIROKOPÁSMOVÉ TDOA SYSTÉMY	11
4 DEFINICE	13
4.1 DISKRÉTNÍ FOURIEROVA TRANSFORMACE (DFT)	13
4.2 ANALYTICKÝ SIGNÁL, KOMPLEXNÍ OBÁLKA	14
4.3 HILBERTOVA TRANSFORMACE	15
5 MOTIVACE A METODIKA PRÁCE	17
5.1 METODIKA ŘEŠENÍ PRÁCE	17
6 PŘIJÍMAČE ŠIROKOPÁSMOVÝCH TDOA SYSTÉMŮ	20
6.1 PARAMETRY PŘIJÍMAČE.....	21
6.1.1 ZESÍLENÍ	22
6.1.2 DYNAMICKÝ ROZSAH	22
6.1.3 CITLIVOST	22
6.1.4 JEDNO-DECIBELOVÁ KOMPRESSE	23
6.2 ANALOGOVĚ-ČÍSLICOVÝ PŘEVODNÍK.....	25
6.2.1 PODVZORKOVÁNÍ	25
6.2.2 DYNAMICKÝ ROZSAH, POČET BITŮ	27
6.2.3 ŠÍŘKA PÁSMA	28
6.2.4 NESTABILITA VZORKOVACÍHO SIGNÁLU.....	28
6.2.5 DYNAMICKÉ PARAMETRY	30
7 PŘED-ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ	36
7.1 PŘEVZORKOVÁNÍ	36
7.2 PARALELNÍ ŘAZENÍ PŘEVODNÍKŮ – PROKLÁDANÉ VZORKOVÁNÍ.....	39

7.2.1	ODHAD CHYB	41
8	ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ	45
8.1	STANOVENÍ TOA.....	45
8.1.1	MEZ PŘESNOSTI STANOVENÍ TOA RESP. TDOA	46
8.1.2	PŘESNOST TOA MĚŘENÍM NA NÁBĚŽNÉ HRANĚ AMPLITUDOVÉ OBÁLKY	48
8.1.3	PŘESNOST TDOA VZÁJEMNOU KORELACÍ AMPLITUDOVÉ OBÁLKY	55
8.1.4	PŘESNOST TDOA KORELACÍ KOMPLEXNÍCH OBÁLEK	59
8.1.5	FUNKCE NEURČITOSTI.....	62
8.2	DETEKCE SIGNÁLU.....	64
8.2.1	DETEKCE V ČASOVÉ OBLASTI	65
8.2.2	STFT S VÁHOVÁNÍM OKNEM	67
8.2.3	STFT S VÁHOVÁNÍM FILTREM.....	77
8.2.4	POLYFÁZOVÁ BANKA FILTRŮ.....	83
8.2.5	POROVNÁNÍ	90
8.2.6	VÝPOČETNÍ NÁROČNOST	92
8.2.7	JINÉ ZPŮSOBY ROZDĚLENÍ SIGNÁLU DO PARALELNÍCH KANÁLŮ	93
8.3	MĚŘENÍ FREKVENCE	93
8.3.1	MEZ PŘESNOSTI ODHADU FREKVENCE	94
8.3.2	ODHAD FREKVENCE Z PRŮBĚHU IFM.....	94
8.3.3	NUMERICKÁ SIMULACE.....	95
9	ZÁVĚR.....	109
9.1	MODEL PŘÍJMU SIGNÁLU	109
9.2	MĚŘENÍ ČASU PŘÍCHODU.....	110
9.3	DETEKCE SIGNÁLU.....	111
9.4	ODHAD NOSNÉ FREKVENCE	112
9.5	MOŽNOSTI DALŠÍ PRÁCE.....	112
	POUŽITÁ LITERATURA.....	113
	SEZNAM OBRÁZKŮ	119
	SEZNAM TABULEK	124
	SEZNAM ZKRATEK	125
	SEZNAM PUBLIKACÍ AUTORA	127

1 ÚVOD

Předložená disertační práce se zabývá číslicovými metodami zpracování signálů pasivních sledovacích prostředků určených k monitorování a řízení leteckého provozu. Číslicové zpracování signálů je vědní disciplínou vycházející zejména z matematiky, v případě implementace algoritmů je však nutná i zevrubná znalost systémů jako celku, stejně jako orientace na poli hardwarových analogových a digitálních prostředků v systému použitých. První část textu je proto věnována popisu sledovacích systémů, jejich rozdělení dle principu činnosti a poté následuje detailní rozbor tématu přesnosti určení polohy pro skupinu tzv. časoměrných systémů. Základním poznatkem této části je fakt, že přesnost stanovení polohy letounu je dána přesností měření rozdílů časů příchodu signálu na jednotlivé přijímací stanice systému a je tedy nezbytné, aby navrhované algoritmy přesné měření času umožňovaly.

Po velmi zběžném uvedení základních definic a metodiky práce následuje v kap. 6 popis hardwarových prostředků. Nejprve je vysvětlen pojem digitální přijímač a jeho základní rozdíly oproti přijímači analogovému. Další odstavce kapitoly již obsahují popis vlastností a významu parametrů obecných analogových komponentů, důraz je přitom kladen na vysvětlení a definici parametrů analogově-číslcového převodníku, jako základního stavebního bloku digitálního přijímače. Není zde popisován obecně známý proces vzorkování časově spojitych signálů. Je ale uveden princip tzv. podvzorkování, tedy situace, kdy vzorkujeme ne zcela v souladu se známým Shannon-Kotělníkovým vzorkovacím teorémem. Posléze jsou uvedeny statické a dynamické parametry analogově-číslcových převodníků, přičemž dle charakteru aplikace tohoto textu, jsou detailněji rozebírány parametry určující chování převodníku pro signál s rychlými změnami v čase, tedy parametry dynamické.

Hlavní náplní práce jsou kapitoly 7 a 8, které se věnují před-zpracování resp. samotnému zpracování signálů. Před-zpracováním jsou myšleny procesy, které přímo neslouží k extrakci parametrů signálu, ale k ex post zlepšení vlastností vzorkovacího procesu. Jde o metody zvýšení dynamického rozsahu a vzorkovací frekvence, čemuž přirozeně musí být přizpůsobeno i vzorkování samotné, jedná se ovšem o metody, které jsou aplikovány až na vzorkovaná data. Konkrétně je probírán přínos převzorkování a paralelního časově prokládaného vzorkování u něž je uvedena příčina, důsledky a možnosti odhadu chyb mezi jednotlivými analogově-číslcovými převodníky. Poslední část textu, nikoliv však svým významem, je věnována zpracování signálů, výběru vhodných metod, odvození a ověření jejich vlastností. Vždy je vyšetřena závislost přesnosti metody na třídě zvolených signálů (viz odstavec 5.1) jako funkce poměru výkonu signálu k výkonu zkreslujícího šumu.

Jako první jsou popsány metody měření času příchodu signálu od nejjednodušších prahovacích až po výpočetně nejnáročnější korelační algoritmy. Později je pak vysvětlen princip převodu signálu na jeho časově-frekvenční distribuci. V této reprezentaci probíhá zjišťování přítomnosti signálu na vstupu přijímače a pro stanovenou pravděpodobnost falešného poplachu je vyšetřena pravděpodobnost s jakou je signál detekován. Nakonec jsou uvedeny algoritmy získání informace o nosné frekvenci signálu, i zde se přitom uvažuje využití jeho časově frekvenční distribuce.

Výsledky numerických simulací jsou prezentovány formou grafů. Tam, kde to bylo účelné a možné, jsou rovněž shrnuty v tabulkách. Grafických výstupů je poměrně mnoho a jsou vždy uvedeny přímo v příslušné kapitole textu při jejich diskusi. Jsem si vědom, že toto umístění může někomu připadat jako zbytečné narušení plynulosti textu, přesto jsem však tento způsob vyhodnotil jako vhodnější, než zařazení výsledků do příloh dokumentu, kdy by došlo k jejich alespoň částečnému odtržení.

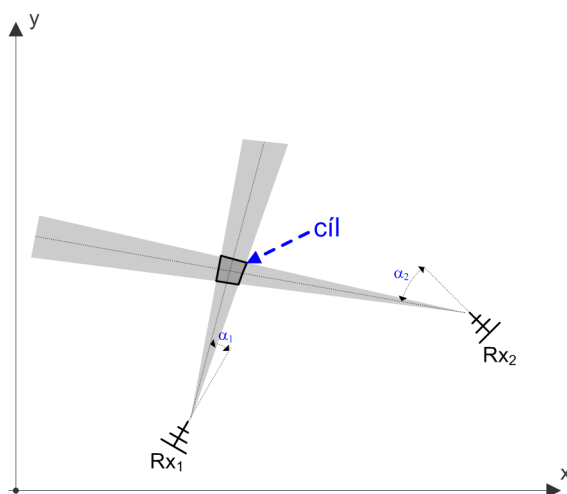
2 PASIVNÍ SLEDOVACÍ SYSTÉMY

Výzkum a vývoj nástrojů průzkumu určených k detekci a lokalizaci radarových prostředků má v Čechách respektive Československu velice dlouhou tradici a sahá až do padesátých let minulého století. V této době byla popsána a posléze patentována „časoměrně-hyperbolická“ metoda určování polohy [1]. Tento její původní název v soudobé odborné literatuře spatříme jen výjimečně, i když velmi přesně vystihuje podstatu metody. Rovněž zohledňuje fakt, že kořeny metody vychází z Britského leteckého navigačního systému známého jako GEE (později vylepšený systém nazvaný LORAN – Long Range Navigation [2], kapitola 14) používaného během druhé světové války. Jeho princip spočívá v měření rozdílů časů příchodu signálů trojice pozemských vysílacích stanic na palubě letounu. Rozdíl časů určený z jedné dvojice vymezuje polohu letounu na hyperbole jejíž ohniska tvoří zmíněný pár vysílačů. Stejně tak, rozdíl časů příchodu signálů zbývajících dvojice určuje druhou hyperbolu. Při znalosti polohy vysílacích stanic stačí následně určit průsečík obou hyperbol a stanovit tak polohu přijímače, tj. polohu letounu. Časoměrně-hyperbolická metoda lokalizace přitom využívá stejného principu s tím rozdílem, že vysílací stanice je v tomto případě pouze jedna (je jí samotný letoun, přesněji různá elektronická zařízení na jeho palubě, která vysílají signál) a naopak, přijímacích, vzájemně prostorově oddělených stanic (též senzorů), je více. V současnosti je tato metoda lokalizace označována nejčastěji jako časoměrná respektive TDOA (Time Differences of Arrival). Systémy využívající tento princip jsou pak také nazývány systémy multilateračními (z anglického originálu multilateration).

Je zřejmé, že přesnost určení polohy zdroje signálu uvedené metody nemůže být dána více parametry, než je přesnost polohy přijímacích stanic a přesnost měření časů dopadu signálu na jednotlivé senzory (budeme-li považovat další chyby např. způsobené skutečnou rychlostí šíření signálu, chyby výpočetního algoritmu, atd. za zanedbatelné v porovnání s chybou měření času příchodu). Zatímco první parametr může být dnes s celkem běžně dostupnými prostředky stanoven s přesností na jednotky centimetrů, přesnost měření rozdílů časů příchodu signálu je dána mnoha faktory, počínaje řetězcem zpracování, přes typ a výkon signálu až k samotné metodě jeho měření. Chyba měření času v řádu jednotek nanosekund přitom způsobuje chybu v určení polohy v řádu jednotek metrů, což je o dva řády vyšší hodnota než chyba určení polohy jednotlivých přijímacích stanic.

Kromě časoměrné metody je na tomto místě vhodné zmínit i ostatní principy tzv. pasivních¹ radarů, tj. systémy směroměrné (DF – Direction finder), založené na určení úhlu příchodu (AOA – Angle of Arrival) a systémy koherentní (bistatické či multistatické) založené na tzv. pasivní koherentní lokaci (PCL – Passive Coherent Location).

Směroměrné systémy (např. [3], kapitola 5) určují směr příchodu signálu z rozdílu fáze na dvojici antén vzdálených od sebe méně než vlnovou délku zpracovávaného signálu. Pro zlepšení přesnosti je potom obvykle použita ještě další anténa vzdálená více vlnových délek, která zpřesňuje rozlišení v úhlu, zatímco dvojice blízkých antén odstraňuje nejednoznačnost ve směru u antén vzdálených. Použitím více (minimálně dvou) stanic s určením směru příchodu signálu a přenosem informace na měřicí stanici, lze triangulací určit dvojdimenzionální (2D) polohu cíle (obr. 1). Stejně jako časoměrný je i směroměrný systém zcela závislý na signálech vysílaných cílem. V případě radiotechnicky neaktivního (tichého) cíle, totiž nemá k dispozici žádný vstupní signál.

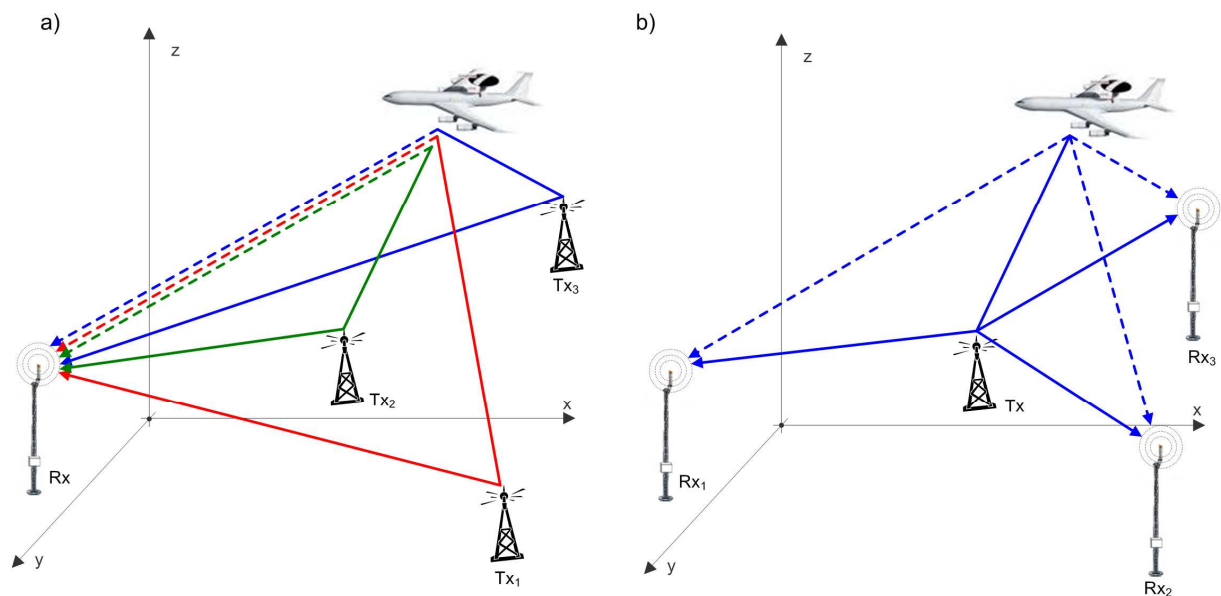


Obr. 1 Směroměrný systém se dvěma přijímacími senzory.

Pasivní koherentní systémy [4], [5] ke své činnosti nepotřebují, aby cíl byl radiotechnicky aktivní, využívají totiž principu stejného jako klasický radar, tedy rozptylu elektromagnetické vlny povrchem cíle. Jsou podmnožinou radarů a to skupinou, kdy vysílač a přijímač signálu má různou polohu, tj. bistatický radar. Ze zpoždění signálu odraženého cílem a signálu přímého lze určit vzdálenost cíle,

¹ Pojem „pasivní radar“ není zcela korektní ve spojitosti s časoměrným a směroměrným systémem. Zejména v mezinárodních kruzích je vhodnější používat přímo označení TDOA resp. DF, nejlépe potom označení PET (Passive ESM – Electronic Support Measurement - Tracker) TDOA resp. DF. Pojem „passive radar“ je potom rezervován čistě systémům koherentním, které dokáží lokalizovat cíl i v případě, že se jedná o cíl „tichý“, který není radiotechnicky aktivní, tedy nevysílá.

příčemž mluvíme o bistatické případně eliptické vzdálenosti, neboť cíl se nachází na elipsoidu, jehož dvěma ohnisky jsou právě vysílač a přijímač ozařujícího signálu. Ke stanovení třídimenzionální (3D) polohy cíle je třeba alespoň tři vysílačů a stanovení průsečíku elipsoidů (jedná se potom o systémy multi-statické) nebo, podobně jako v předchozím případě systému směroměrného, určení směru příchodu signálu. Obecně potom tyto počty vyjadřujeme jako počet párů vysílač-přijímač, neboť není rozdíl určíme-li průsečík ze tří elipsoidů se společným ohniskem v místě vysílače, či společným ohniskem v místě přijímače (viz obr. 2), případně elipsoidů vzniklých ze dvojice vysílačů a dvojice přijímačů. Vysílače mohou být, stejně jako u klasických primárních radiolokátorů, přímo jednou z komponentů systému, potom mluvíme o dedikovaných vysílačích (obvykle jsou tyto systémy nepříliš výstižně označovány jako MSPSR – Multi Static Primary Surveillance Radar [6] a jsou určeny pro civilní aplikace), mohou jimi ale být i zdroje signálu určené původně k jinému účelu (rozhlasové či televizní terestriální analogové nebo digitální vysílání, GSM, atd.). Na těchto „náhodných“ zdrojích signálu koherentní systém „parazituje“ a v tomto případě mluvíme o systémech pasivních. To, že jsou z hlediska elektromagnetických emisí systémem pasivním, vymezuje jejich použití především v oblasti vojenství.



Obr. 2 Multistatický koherentní systém. a) více vysílačů a jeden přijímač, b) jeden vysílač a více přijímačů.

3 TDOA SYSTÉMY

Určení polohy TDOA systémem je provedeno měřením času příchodu signálu vyslaného sledovaným objektem na jednotlivých přijímacích stanicích systému. Každá dvojice přijímacích stanic resp. rozdíl času dopadu signálu na tyto stanice tvoří hyperbolu, na jejímž obvodu se cíl nachází. Důležitý je fakt, že není třeba znát přímo čas vyslání signálu, ale postačí nám měřit rozdíl mezi časem ozáření první a druhé stanice. Přidáme-li další přijímací stanici, získáme další hyperbolu a určením průsečíku dvojice hyperbol pak polohu cíle v rovině. Pro určení úplné polohy v třídímním (3D) prostoru potřebujeme potom přidat další přijímací stanici, neboť v tomto případě pracujeme s prostorovými tělesy – hyperboloidy, jejich průsečíkem je křivka, průsečíkem tří (tedy pocházejících od čtveřice přijímacích stanic) potom bod, tj. poloha cíle. Základní konfigurace systému jsou tedy tři přijímací stanice pro určení polohy zdroje signálu v rovině, a čtveřice stanic pro určení polohy v prostoru. Samozřejmě je možné počet přijímacích stanic zvyšovat, což vede ke zvýšené přesnosti, neboť ta je závislá na velikosti jednotlivých hyperboloidů a jejich vzájemnou polohou, tedy na geometrické konfiguraci systému. Při větším počtu přijímacích stanic tedy máme větší prostorovou diverzitu a zpřesňujeme tak určení průsečíku.

3.1 Určení polohy cíle

Pro objasnění principu určení polohy cíle a následně potom vlivu chyby měření času na tuto chybu využijeme obr. 3. Účelem je stanovit vektor souřadnic cíle $\mathbf{T} = [x_t \ y_t \ z_t]$, přičemž známé jsou souřadnice jednotlivých přijímacích stanic $\mathbf{R}\mathbf{x}_i = [x_i \ y_i \ z_i]$, kde $i=1,2,\dots,n$ (v obrázku je pro přehlednost zobrazena jen trojice stanic, ale jak bylo uvedeno výše, pro určení 3D polohy je nutná čtveřice), neznám potom je vzdálenosti r_i , která odpovídá rozdílu času vyslání signálu cílem t_t a okamžiku jeho příchodu na i -tý přijímač t_i násobený rychlostí šíření signálu (odpovídá rychlosti světla cca $3 \cdot 10^8$ m/s). Platí tedy

$$r_i = c(t_i - t_t) = \|\mathbf{R}\mathbf{x}_i - \mathbf{T}\| = \sqrt{(x_i - x_t)^2 + (y_i - y_t)^2 + (z_i - z_t)^2}, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (1)$$

Přepsáním uvedeného vztahu s neznámými na jedné straně, dostaneme vztah pro tzv. pseudovzdálenosti

$$\rho_i = ct_i = \|\mathbf{R}\mathbf{x}_i - \mathbf{T}\| + ct_t = \sqrt{(x_i - x_t)^2 + (y_i - y_t)^2 + (z_i - z_t)^2} + ct_t, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (2)$$

Řešení soustavy rovnic nalezneme iteračním postupem linearizací pomocí Taylorovy řady v počátečním odhadu polohy cíle $\hat{\mathbf{T}} = [\hat{x}_t \hat{y}_t \hat{z}_t]^T$. Odchylku odhadu od skutečné polohy cíle označíme jako $\Delta\mathbf{T} = [\Delta x_t \Delta y_t \Delta z_t]^T$, platí tedy

$$\begin{aligned} x_t &= \hat{x}_t + \Delta x_t \\ y_t &= \hat{y}_t + \Delta y_t \\ z_t &= \hat{z}_t + \Delta z_t \\ t_t &= \hat{t}_t + \Delta t_t \end{aligned} \quad (3)$$

Pseudovzdálenost pro počáteční odhad polohy potom je

$$\hat{\rho}_i = \sqrt{(x_i - \hat{x}_t)^2 + (y_i - \hat{y}_t)^2 + (z_i - \hat{z}_t)^2} + c\hat{t}_t. \quad (4)$$

Linearizací pomocí Taylorovy řady (použitím pouze lineárního prvku a zanedbáním prvků vyšších řádů) nelineárního výrazu v určení pseudovzdálenosti s použitím vztahů (3) a (4) dostáváme

$$\rho_i = \hat{\rho}_i - \frac{x_i - \hat{x}_t}{\hat{r}_i} \Delta x_t - \frac{y_i - \hat{y}_t}{\hat{r}_i} \Delta y_t - \frac{z_i - \hat{z}_t}{\hat{r}_i} \Delta z_t + c\Delta t_t, \quad (5)$$

což můžeme dále přepsat jako

$$\hat{\rho}_i - \rho_i = \frac{x_i - \hat{x}_t}{\hat{r}_i} \Delta x_t + \frac{y_i - \hat{y}_t}{\hat{r}_i} \Delta y_t + \frac{z_i - \hat{z}_t}{\hat{r}_i} \Delta z_t - c\Delta t_t. \quad (6)$$

Zavedením substituce

$$\Delta\rho_i = \hat{\rho}_i - \rho_i, \quad a_{xi} = \frac{x_i - \hat{x}_t}{\hat{r}_i}, \quad a_{yi} = \frac{y_i - \hat{y}_t}{\hat{r}_i}, \quad a_{zi} = \frac{z_i - \hat{z}_t}{\hat{r}_i} \quad (7)$$

dostáváme soustavu rovnic (pro $n = 4$)

$$\begin{aligned} \Delta\rho_1 &= a_{x1}\Delta x_t + a_{y1}\Delta y_t + a_{z1}\Delta z_t - c\Delta t_t \\ \Delta\rho_2 &= a_{x2}\Delta x_t + a_{y2}\Delta y_t + a_{z2}\Delta z_t - c\Delta t_t \\ \Delta\rho_3 &= a_{x3}\Delta x_t + a_{y3}\Delta y_t + a_{z3}\Delta z_t - c\Delta t_t \\ \Delta\rho_4 &= a_{x4}\Delta x_t + a_{y4}\Delta y_t + a_{z4}\Delta z_t - c\Delta t_t \end{aligned} \quad (8)$$

kterou můžeme rovněž zapsat v maticovém tvaru jako

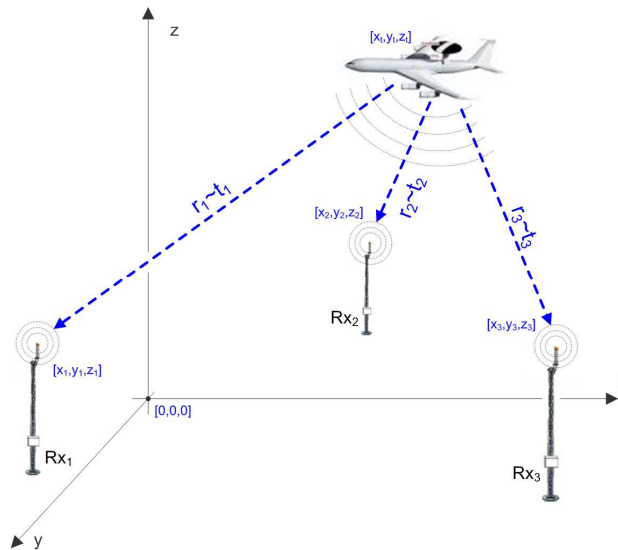
$$\Delta\boldsymbol{\rho} = \mathbf{H} \cdot \Delta\mathbf{x}, \quad (9)$$

$$\text{kde } \Delta\boldsymbol{\rho} = \begin{bmatrix} \Delta\rho_1 \\ \Delta\rho_2 \\ \Delta\rho_3 \\ \Delta\rho_4 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} a_{x1} & a_{y1} & a_{z1} & 1 \\ a_{x2} & a_{y2} & a_{z2} & 1 \\ a_{x3} & a_{y3} & a_{z3} & 1 \\ a_{x4} & a_{y4} & a_{z4} & 1 \end{bmatrix}, \quad \Delta\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \Delta x_t \\ \Delta y_t \\ \Delta z_t \\ c\Delta t_t \end{bmatrix}.$$

Řešením maticové rovnice (9) dostáváme vztah pro odchylku souřadnic odhadu od skutečné polohy cíle jako

$$\Delta \mathbf{x} = \mathbf{H}^{-1} \Delta \rho, \quad (10)$$

a využitím vztahu (3) potom dostáváme správnou polohu resp. čas vyslání signálu cílem. Je vhodné poznamenat, že v případě většího počtu stanic než 4, je nutné řešení provést odlišným způsobem (například metodou nejmenších čtverců), neboť matice \mathbf{H} potom není čtvercová.



Obr. 3 Princip časoměrného (TDOA) systému.

3.1.1 Přesnost určení polohy

Měření času příchodu na všech stanicích systému je přirozeně zatíženo chybou, která se musí projevit i v určení pseudovzdáleností a tedy jak vyplývá z předchozího odstavce i v přesnosti určení polohy cíle. Označíme-li náhodnou veličinu chybu určení pseudovzdáleností jako ϵ_m , pak použijeme transformační matici \mathbf{H} pro vyjádření chyby určení vektoru polohy cíle, tedy

$$\epsilon_x = \mathbf{H}^{-1} \epsilon_m, \quad (11)$$

přičemž jak je uvedeno pod vztahem (10), matice \mathbf{H} není v obecném případě čtvercová a předchozí rovnici je nutné zapsat ve tvaru

$$\epsilon_x = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \epsilon_m. \quad (12)$$

Chybu určení polohy považujeme za náhodnou veličinu s Gaussovským rozložením pravděpodobnosti a nulovou střední hodnotou, její kovarianci potom určíme jako

$$\begin{aligned} \text{cov}(\epsilon_x) &= E[\epsilon_x \epsilon_x^T] = E[(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \epsilon_m (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \epsilon_m^T] = \\ &= (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \text{cov}(\epsilon_m) \mathbf{H} (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \end{aligned} \quad (13)$$

Oprávněně lze předpokládat, že chyby určení pseudovzdáleností (resp. měření časů příchodu) jsou nezávislé a mají stejné rozložení pravděpodobnosti. Platí tedy

$$\text{cov}(\boldsymbol{\varepsilon}_m) = c^2 \sigma_t^2 \cdot \mathbf{I}, \quad (14)$$

kde σ_t^2 je rozptyl chyby měření času a \mathbf{I} je jednotková matice rozměru $n \times n$. Vyjádřením vztahu (13) pomocí (14) potom dostaneme vztah pro rozptyl chyby určení souřadnicového vektoru polohy

$$\text{cov}(\boldsymbol{\varepsilon}_x) = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{I} \sigma_t^2 \mathbf{H} (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{H} (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{I} \sigma_t^2 = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} c^2 \sigma_t^2, \quad (15)$$

přičemž kovarianční matice má na hlavní diagonále rozptyly chyby určení jednotlivých souřadnic, je podle této diagonály symetrická a ostatní prvky vyjadřují vzájemnou závislost chyb souřadnic polohy cíle, tedy

$$\text{var}(\boldsymbol{\varepsilon}_x) = \begin{bmatrix} \sigma_{x_t}^2 & \sigma_{x_t y_t}^2 & \sigma_{x_t z_t}^2 & \sigma_{x_t ct_t}^2 \\ \sigma_{x_t y_t}^2 & \sigma_{y_t}^2 & \sigma_{y_t z_t}^2 & \sigma_{y_t ct_t}^2 \\ \sigma_{x_t z_t}^2 & \sigma_{y_t z_t}^2 & \sigma_{z_t}^2 & \sigma_{z_t ct_t}^2 \\ \sigma_{x_t ct_t}^2 & \sigma_{y_t ct_t}^2 & \sigma_{z_t ct_t}^2 & \sigma_{ct_t}^2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Pro souhrnné vyjádření přesnosti se obvykle u podobných systémů definuje parametr geometrického zhoršení přesnosti GDOP (Geometric Dilution Of Precision), který odpovídá poměru směrodatné odchylky stanovení jednotlivých souřadnic ke směrodatné odchylce chyby měření časů příchodu

$$\text{GDOP} = \frac{\sqrt{\sigma_{x_t}^2 + \sigma_{y_t}^2 + \sigma_{z_t}^2 + \sigma_{ct_t}^2}}{\sigma_t}. \quad (17)$$

Vyjádříme-li jednotlivé prvky matice $(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1}$ z pravé strany konečné podoby rovnice (15) jako

$$(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} & D_{13} & D_{14} \\ D_{21} & D_{22} & D_{23} & D_{24} \\ D_{31} & D_{32} & D_{33} & D_{34} \\ D_{41} & D_{42} & D_{43} & D_{44} \end{bmatrix}, \quad (18)$$

pak platí

$$\text{GDOP} = \sqrt{D_{11} + D_{22} + D_{33} + D_{44}}. \quad (19)$$

Dále, aby bylo možno si lépe představit konkrétní vliv chyby na určení polohy, jsou parametry zhoršení přesnosti definovány pro několik rovin, či přímo směrů os souřadného systému. Mluvíme potom o pozičním zhoršení přesnosti PDOP (Positional dilution of Precision), které vyjadřuje zhoršení přesnosti v určení 3D

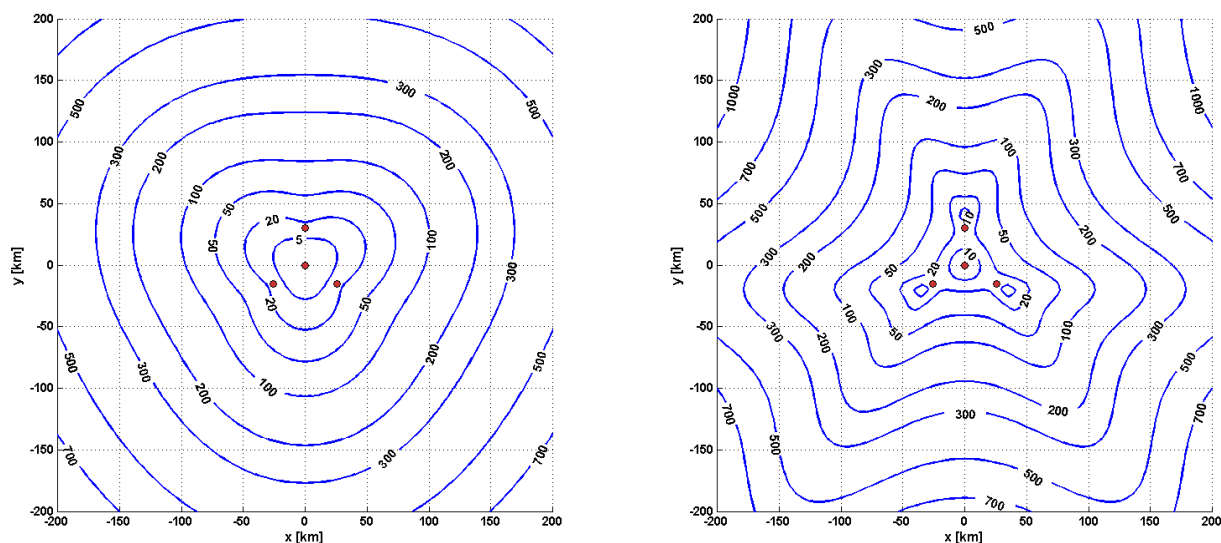
polohy, horizontálním zhoršení přesnosti HDOP (Horizontal Dilution Of Precision), vyjadřující zhoršení přesnosti v určení polohy v rovině xy , a podobně zhoršení přesnosti ve výšce VDOP (Vertical Dilution Of Precision) a určení času TDOP (Time Dilution Of Precision). Pomocí těchto parametrů pro danou polohu cíle a rozptyl měření časů příchodu, lze pak jednoduše určit chybu systému jako

$$\text{střední vadratická chyba} = DOP \times \sigma_t, \quad (20)$$

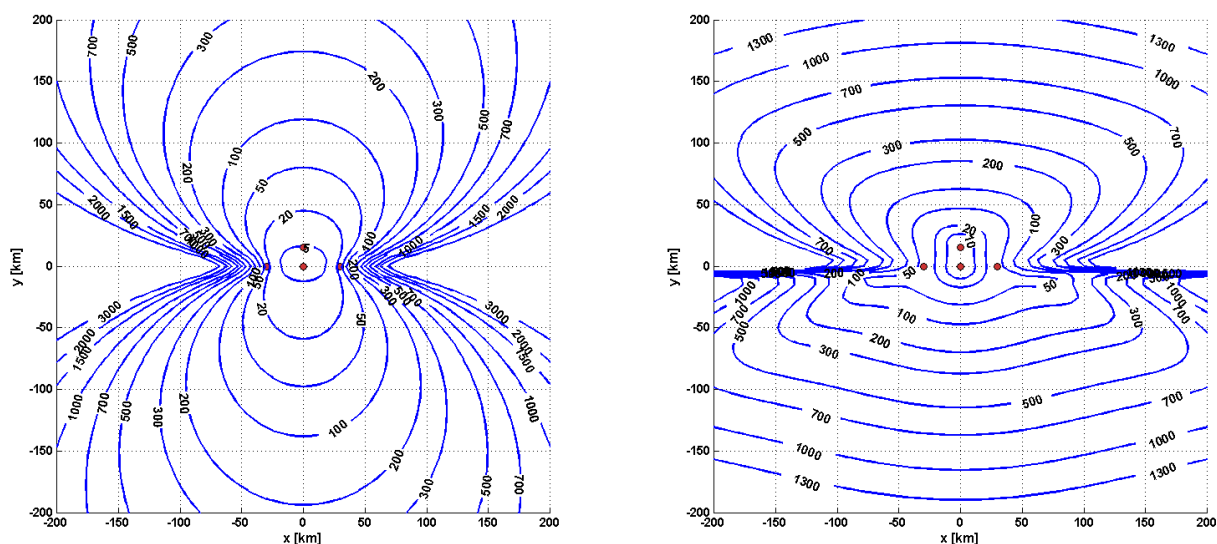
neboli

$$\begin{aligned} \sqrt{\sigma_{x_t}^2 + \sigma_{y_t}^2 + \sigma_{z_t}^2 + \sigma_{ct_t}^2} &= \text{GDOP} \times \sigma_t, & \sqrt{\sigma_{x_t}^2 + \sigma_{y_t}^2 + \sigma_{z_t}^2} &= \text{PDOP} \times \sigma_t, \\ \sqrt{\sigma_{x_t}^2 + \sigma_{y_t}^2} &= \text{HDOP} \times \sigma_t, & \sigma_{z_t} &= \text{VDOP} \times \sigma_t, \\ \sigma_{t_t} &= \text{TDOP} \times \sigma_t. \end{aligned} \quad (21)$$

Pro určitou konkrétní konfiguraci (tj. geometrické uspořádání stanic v prostoru), potom můžeme jednotlivé parametry zhoršení přesnosti vyjádřit ve formě vrstevnicových grafů, které nám dávají velmi dobrý přehled o vlastnostech a schopnostech systému. Dále jsou uvedeny příklady vyjadřující přesnosti určení polohy cíle (směrodatná odchylka určení polohy resp. výšky v metrech) v horizontální rovině a výšky pro dvě různá uspořádání stanic systému. Stanice v obou případech leží v rovině (stejná výška), vrstevnice jsou platné pro letovou hladinu 6000 m, přičemž první uspořádání do hvězdy je považováno za optimální z hlediska přibližně stejného chování systému ve všech směrech, zatímco druhé uspořádání je, jak vidíme, nevhodné z důvodu zmenšené přesnosti na přímce, kde se nacházejí tři přijímací stanice.



Obr. 4 Vrstevnicové vyjádření parametru HDOP (vlevo) a VDOP (vpravo) pro vhodné geometrické uspořádání (hvězda) TDOA systému.



Obr. 5 Vrstevnicové vyjádření parametru HDOP (vlevo) a VDOP (vpravo) pro nevhodnou geometrickou konfiguraci TDOA systému.

Z textu tohoto odstavce je zřejmé, že zásadní roli na přesnost určení polohy časoměrným systémem má přesnost měření času příchodu signálů na jednotlivé jeho stanice. Algoritmy zpracování signálů je tedy nutné navrhovat tak, aby přesné měření času umožňovaly.

3.2 Monofrekvenční a širokopásmové TDOA systémy

Časoměrné systémy mohou být rozděleny podle univerzálnosti, s jakou jsou schopné zpracovat různé druhy signálů. Monofrekvenční systémy jsou odkázané na příjem signálu o „jediné“ frekvenci, jedná se o signály pocházející z palubních odpovídačů systému sekundárního radaru [8]. Tuto skupinu systémů využívají především civilní organizace řízení letového provozu a to pro různé aplikace radarů od kontroly pohybu letounů na přistávací ploše či letištních terminálech SMR (Surface Movement Radar) přes letištní přibližovací radary ASR (Airport Surveillance Radar) až po přehledové radary s velkým dosahem (En-Route Radar). Naopak systémy širokopásmové musí být schopné zpracovat signály pocházejících z nejrůznějších druhů elektronických prostředků (nejčastěji radarových), typicky je deklarováno pásmo 1 GHz až 18 GHz, s možností rozšíření o UHF a VHF kmitočty (od 100 MHz do 1 GHz). Tyto systémy jsou potom využívány především pro vojenské aplikace. Přirozeně, každá z uvedených skupin systémů klade velmi rozdílné požadavky na použité analogové a digitální součásti řetězce zpracování signálů. V dalších částech textu se budeme věnovat číslicovému zpracování signálů právě systémů širokopásmových, neboť i v dnešní době představuje zpracování signálů s velkou šířkou pásma problém, zatímco typicky mluvíme o šířce pásma přijímače např. 250 MHz až 400 MHz, monofrekvenční systémy disponují šířkou pásma do cca

20 MHz. Je vhodné na tomto místě uvést, že účelem širokopásmových systémů není jen určení polohy cíle, ale často i získání dalších informací právě podle charakteru zdroje signálu. Kromě přesného měření času příchodu jsou tedy požadovány informace o šířce impulsu (PW – Pulse Width), amplitudě, nosné frekvenci (CF – Carrier Frequency), či případné použité vnitroimpulsní modulaci. Z původně jednoúčelového přijímače orientovaného na měření času se tedy stává o mnoho složitější zařízení spadající spíše do kategorie tzv. elektronické inteligence (ELINT) a širokopásmový systém potom spadá do kategorie tzv. elektronického boje (EW – Electronic Warfare).

4 DEFINICE

Účelem tohoto odstavce je letmé shrnutí základních matematických prostředků pro číslicové zpracování signálů, které jsou dále v textu běžně používány k vysvětlení principu složitějších metod. Detailní teoretický popis lze nalézt v mnoha literárních pramenech věnujících se zpracování signálů (např. [10], [18], [27], [52]).

4.1 Diskrétní Fourierova transformace (DFT)

Vzhledem k tomu, že pracujeme s diskretními signály, zmíníme pouze variantu Fourierovi transformace vzorkovaného signálu a vynecháme její časově-spojitou variantu. Vzorkovaný signál $x[n]$ s délkou N vzorků, má Fourierův obraz $X[k]$ definovaný v diskretních frekvenčních krocích jako

$$X[k] = DFT\{x[n]\} = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot e^{-\frac{j2\pi nk}{N}}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (22)$$

$X[k]$ je diskretní posloupnost vyjadřující komplexní amplitudu složky o kmitočtu daném $k = f_s / N$. Inverzní transformace z oblasti frekvencí do roviny času (inverzní DFT) je definována vztahem

$$x[n] = IDFT\{X[k]\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] \cdot e^{\frac{j2\pi nk}{N}}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (23)$$

Porovnáním (22) a (23) vidíme, že pro výpočet přímé i inverzní DFT můžeme použít stejný algoritmus, neboť platí

$$x[n] = IDFT\{X[k]\} = \frac{1}{N} \left[\sum_{k=0}^{N-1} X^*[k] \cdot e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \right]^* = \frac{1}{N} DFT^*\{X^*[k]\}, \quad (24)$$

kde horní index $*$ označuje komplexně sdružené číslo. Provedme substituci

$$W_N^{nk} = e^{-\frac{j2\pi nk}{N}}. \quad (25)$$

Výpočet DFT potom spočívá ve vyčíslení maticové rovnice

$$\mathbf{X} = \mathbf{W} \times \mathbf{x} \quad (26)$$

Ze zobrazení proměnné W_N^{nk} v imaginární rovině plynou následující vlastnosti DFT:

- Periodicita – $W_N^{nk} = W_N^{nk+N} = W_N^{nk+2N} = \dots$
- Převod mezi různými základy – $W_{N/2}^{nk} = W_N^{2nk}$

- Antisymetrie kolem počátku – $W_N^{nk+N/2} = e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}\frac{N}{2}} = -W_N^{nk}$.

Tyto vlastnosti jsou základem pro efektivní výpočet DFT metodou známou jako rychlá Fourierova transformace - FFT [7], jejíž různé modifikace jsou v dnešní době v podstatě jediným způsobem výpočtu DFT pomocí počítačů.

4.2 Analytický signál, komplexní obálka

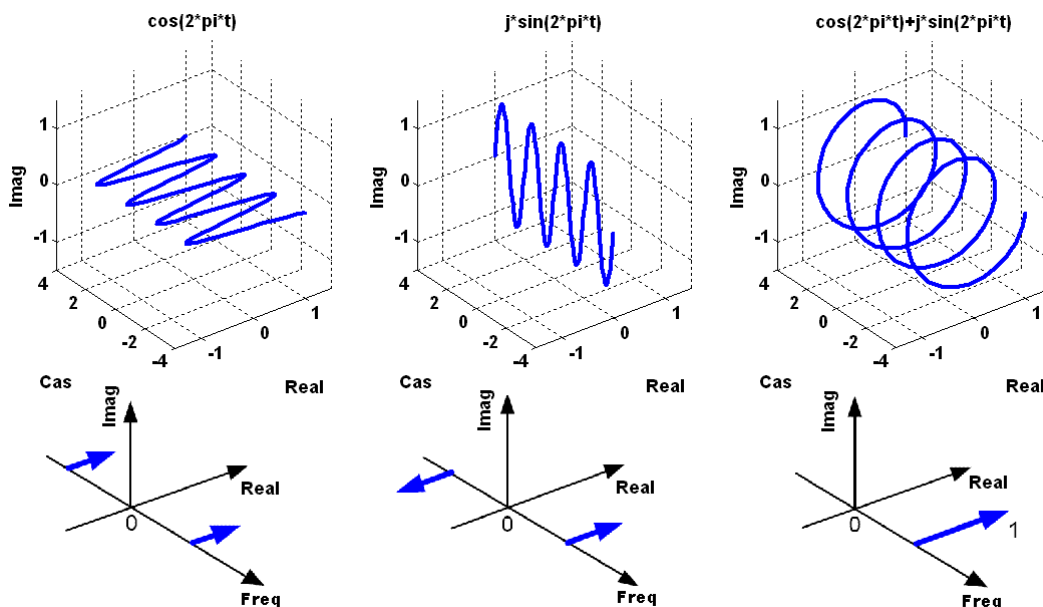
Analytický signál je definován jako

$$a(t) = A(t) \cdot e^{j[\varphi(t)]}, \quad (27)$$

kde $A(t)$ je amplituda (v případě její závislosti na čase spíše obálka signálu) a $\varphi(t)$ fáze signálu, obě jsou přitom spojité reálné funkce času. Jedná se tedy o komplexní signál, jehož reálná a imaginární složku můžeme vyjádřit jako

$$\begin{aligned} x(t) &= \text{Re}\{a(t)\} = A(t) \cdot \cos[\varphi(t)] \\ \tilde{x}(t) &= \text{Im}\{a(t)\} = A(t) \cdot \sin[\varphi(t)] \end{aligned} \quad (28)$$

Grafické vyjádření je na obr. 6. včetně spektra. Je vidět, že spektrum na kladných kmitočtech má dvojnásobnou velikost oproti spektru reálného signálu, na kmitočtech záporných je nulové a analytický signál má tedy poloviční šířku pásma ve srovnání se signálem reálným.



Obr. 6 Analytický signál, časový průběh a spektrum. Reálná složka (vlevo), imaginární složka (uprostřed) a komplexní signál (vpravo).

Analytický signál můžeme využít především k demodulaci a to jak frekvenčně, tak amplitudově modulovaného signálu, protože platí

$$\varphi(t) = \arctan \frac{\tilde{x}(t)}{x(t)} \quad \text{resp.} \quad \omega(t) = \frac{d\varphi}{dt}; \quad A(t) = |a(t)| = \sqrt{x^2(t) + \tilde{x}^2(t)}, \quad (29)$$

přičemž tyto časové funkce potom označujeme jako okamžitou fázi, okamžitou frekvenci a okamžitou amplitudu (resp. amplitudovou obálku) signálu.

Přepíšme nyní vztah (27) na tvar

$$a(t) = \left(A(t) \cdot e^{j[\varphi(t)]} e^{-j\omega_c t} \right) e^{j\omega_c t}. \quad (30)$$

Zavedeme-li substituci $\gamma(t) = A(t) \cdot e^{j[\varphi(t) - \omega_c t]}$, můžeme analytický signál vyjádřit jako

$$a(t) = \gamma(t) e^{j\omega_c t}. \quad (31)$$

Komplexní veličinu $\gamma(t)$ potom nazýváme komplexní obálkou signálu a hodnotu ω_c nosnou frekvencí. Je zřejmé, že komplexní obálka je ekvivalentní analytickému signálu, až na informaci o nosné frekvenci. Ta je v závislosti na aplikaci volena buď jako jakási průměrná frekvence signálu, nebo je její hodnota rovna středu určitého frekvenčního pásma ve kterém jsou signály zpracovány.

4.3 Hilbertova transformace

Hilbertova transformace (HT) je definována jako konvoluce spojitého časového signálu $x(t)$ s funkcí

$$h(t) = \frac{1}{\pi t}, \quad (32)$$

tedy

$$\mathcal{H}\{x(t)\} = x(t) * h(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau. \quad (33)$$

Ze vztahu (33) je zřejmé, že signál zůstává po transformaci v časové oblasti. Ve frekvenční oblasti je potom HT (s využitím věty o konvoluci v oblasti času Fourierovy transformace) definována jako

$$\mathcal{H}\{X(f)\} = X(f) \cdot H(f), \quad (34)$$

kde

$$H(f) = \mathcal{F}\{h(t)\} = -j \cdot \text{sgn}(f). \quad (35)$$

Výpočet HT ve frekvenční oblasti tedy odpovídá vynásobení kladné části spektra činitelem j a $-j$ u záporné části spektra. Aplikací IFT na vztah (35) potom dostaneme

$$F^{-1}\{H(f)\} = F^{-1}\{F\{x(t)\} - j \cdot \text{sgn}(f)\}. \quad (36)$$

Jinak řečeno, po následné IFT získáme kvadrurní složku vstupního signálu $x(t)$, tj. $\tilde{x}(t)$ definovanou výše.

Kvadrurní složku signálu lze získat jednak přímou aplikací HT na vzorkovaný signál, mnohem častěji se ale setkáme s jejím generováním pomocí analogového kvadrurního směšovače, či přibližným výpočtem číslicovou filtrací tzv. Hilbertovým transformátorem.

5 MOTIVACE A METODIKA PRÁCE

Univerzálnost s jakou bychom rádi přijímač obsahující algoritmy číslicového zpracování použili jednak k měření času příchodů a zároveň jako komponent ELINT resp. EW systému, z něj činí velice komplexní zařízení. Z požadavku na přesné měření TOA vychází nutnost použití vysoké vzorkovací rychlosti s velkou okamžitou šířkou pásma, pro dostatečnou hodnotu citlivosti musíme naopak použít metody zužující pásmo, kdy zvyšujeme efektivní poměr signálu k šumu snížením šumového výkonu.

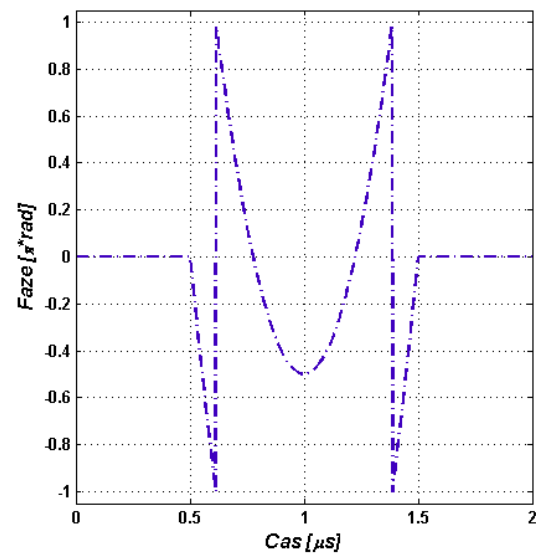
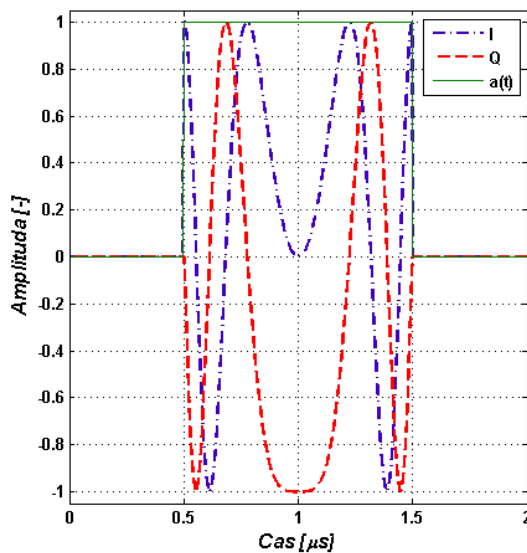
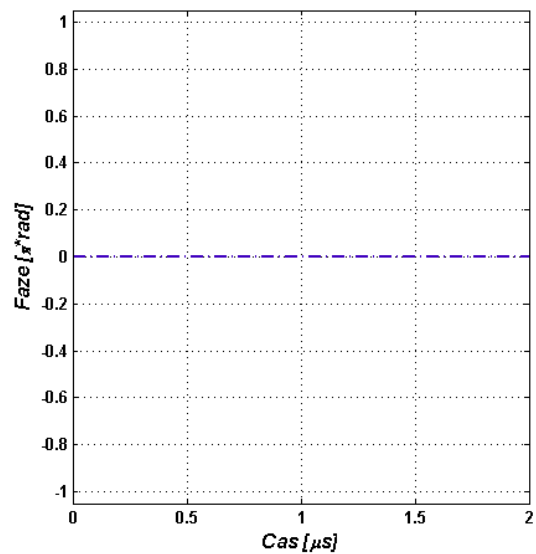
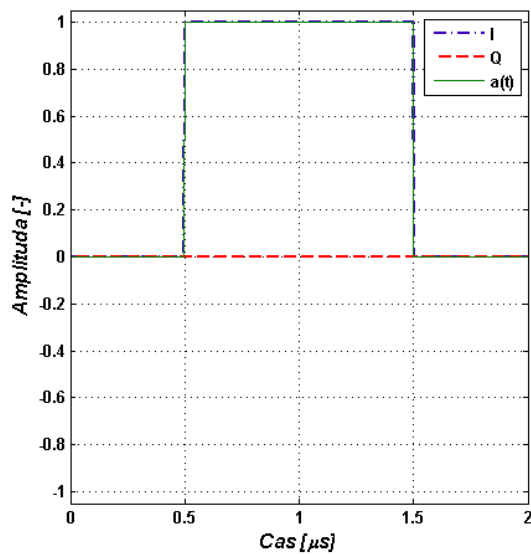
Motivací k sepsání této práce je neexistující ucelený přehled metod číslicového zpracování signálů vhodných pro časoměrné systémy tak, jak byly výše popsány. Při návrhu konkrétních algoritmů musí být respektovány specifické požadavky na vysokou přesnost měření času, a zároveň zařazení systémů do kategorie ELINT resp. EW, pro něž lze nalézt reference obsahující teoretické rozbory algoritmů i jejich praktické realizace [28], [49], [56].

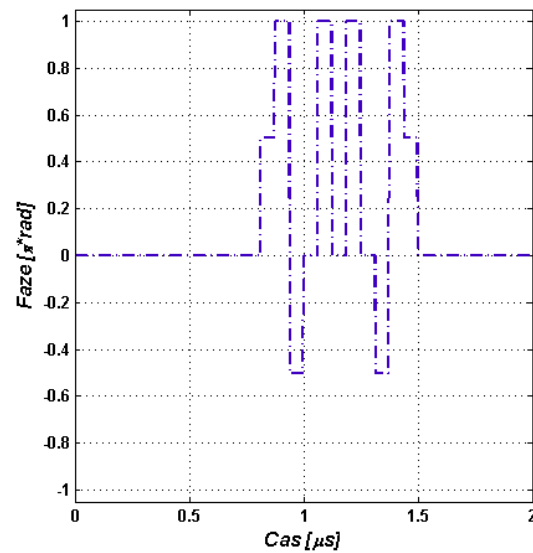
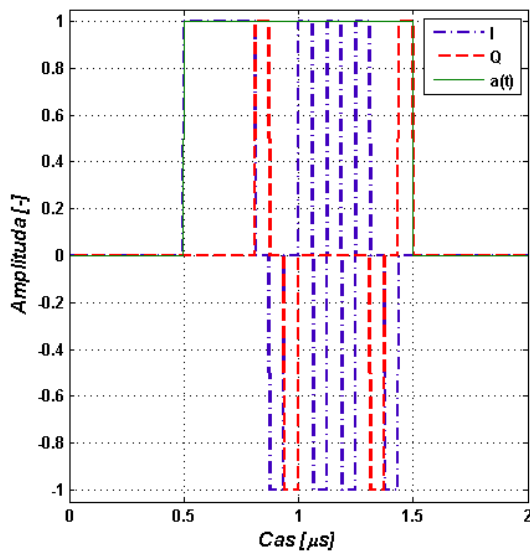
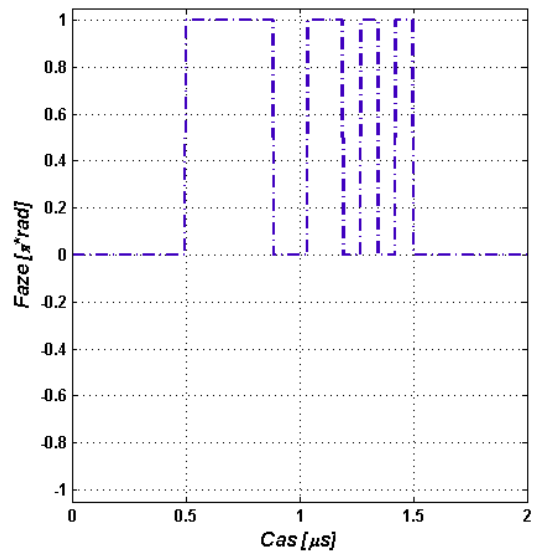
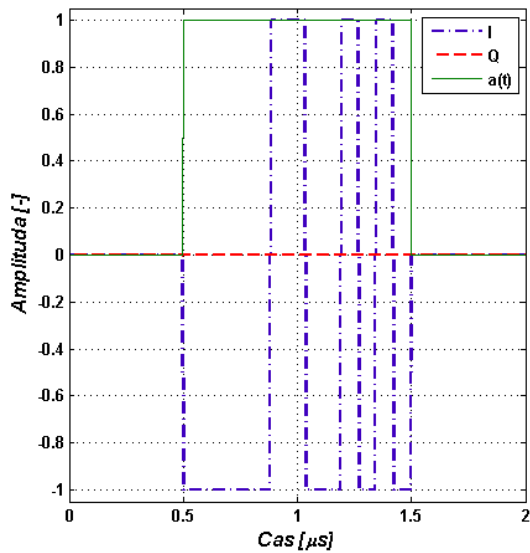
5.1 Metodika řešení práce

Součástí této disertační práce není jen výběr a teoretický popis algoritmů vhodných pro nasazení v TDOA systému, ale především ověření jejich schopností pomocí numerické simulace. Jako velice efektivního nástroje a zároveň již dnes standardu pro vědeckotechnické výpočty bylo při tvorbě simulací zvoleno programové prostředí Matlab. Blokově lze simulaci vždy rozdělit na tvorbu signálu, zpracování zkoumaným algoritmem a následné vyhodnocení.

Signál je vždy reprezentován pomocí vzorků komplexní obálky, která v souladu s odstavcem 4.2 představuje reprezentaci ekvivalentní analytickému signálu při apriorní znalosti informace o hodnotě nosné frekvence. V případě potřeby je převod na analytický signál uskutečněn jednoduchým násobením vzorků komplexní exponenciálou (31). K signálu je vždy přidán šum, jehož výkon je definován požadovaným poměrem signálu k šumu (viz definice dále v odstavci 6.1.3). I tento je reprezentován komplexní obálkou s nekorelovanými složkami. Reálná a imaginární složka šumového vektoru jsou tedy generovány jako nezávislé náhodné veličiny, mají Gaussovské (Normální) rozdělení s nulovou střední hodnotou a rozptylem daným požadovaným šumovým výkonem. Šum je vždy považován za aditivní, z čehož plyne možnost vytvořit výslednou směs pomocí prostého součtu vektorů signálu a šumu. Abychom udrželi simulaci co nejvíce reálnou je výsledná směs před aplikací algoritmů filtrována dolní propustí jejíž šířka pásma vychází z předpokládané šířky pásma analogových prvků předřazených procesu vzorkování.

Jako vstup do simulací byla zvolena třída signálů (viz grafické znázornění v obr. 7) obsahující impulsní signál bez vnitřní modulace, signál s lineární frekvenční modulací (LFM – Linear Frequency Modulation) s definovaným zdvihem, fázovou modulací typu Barker délky 13 bitů a Frankovým kódem délky 16 bitů. Efektivnost algoritmů byla přitom vyhodnocována pro impulsy s délkou trvání 300 ns, 1 μ s a 10 μ s. Předpokládáme přitom, že problémy s přesností odhadu parametrů mohou nastat zejména pro impulsy s krátkou dobou trvání, neboť v tom případě máme k dispozici jen velmi omezené množství informací. Naopak, v případě dlouhých impulsů je na vstupu signál přítomen v mnoha vzorcích a odhad se tak přirozeně bude zpřesňovat.





Obr. 7 Průběhy jednotlivých složek komplexní obálky (vlevo) a okamžité fáze (vpravo) zvolené třídy signálů. Postupně shora – nemodulovaný impuls, LFM se zdvihem 10 MHz, impuls s fázovou modulací Barker13 a modulací Frankovým kódem délky 16, všechny s šířkou 1 μ s.

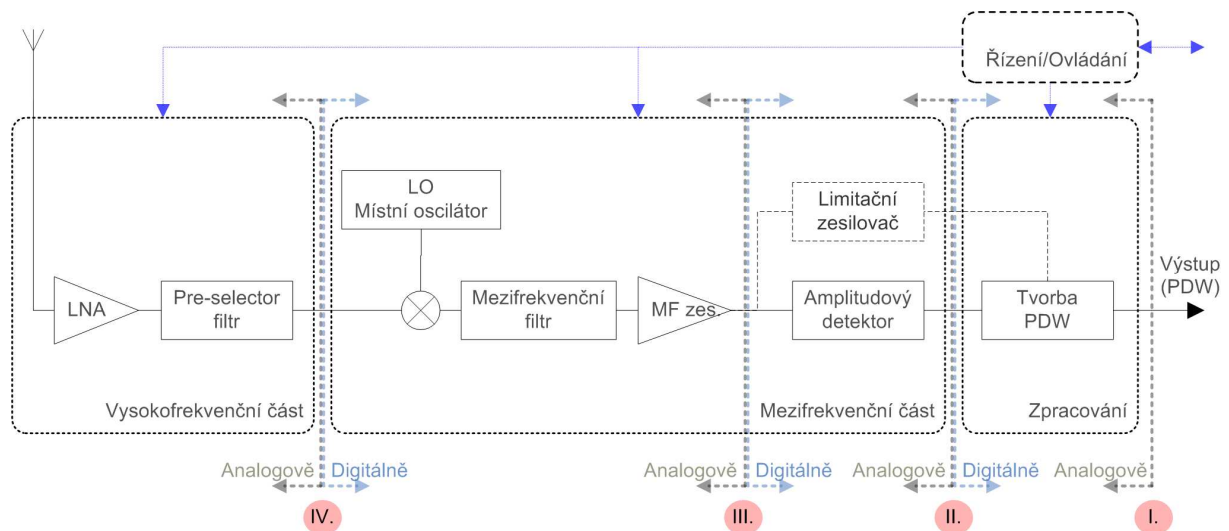
6 PŘIJÍMAČE ŠIROKOPÁSMOVÝCH TDOA SYSTÉMŮ

Přijímač časoměrného systému musí splňovat celou řadu požadavků, které jdou bohužel často proti sobě. Na straně jedné musí být schopen zpracovat širokopásmové signály a okamžitá šířka pásma má být tedy co největší, na straně druhé vzhledem k požadavku na dobrou citlivost musí přijímač z fyzikálního hlediska disponovat co nejnižším šumem, tedy nízkou šumovou šířkou pásma. Kromě toho, musí pracovat s vysokým rozsahem frekvencí vstupního signálu a to v řádu od desítek MHz až do desítek GHz. Tento vysoký rozsah nelze s odpovídajícími kvalitativními parametry (citlivost, dynamický rozsah, přesnost měření, atd.) zpracovat najednou. Nejčastěji se celé pásmo dělí do subpásem širokých jednu oktávu, kde je poměr nejvyšší a nejnižší frekvence roven dvěma. K tomuto dělení vede návrháře přijímačů nejen nedostupnost obvodových prvků schopných pracovat v celém požadovaném spektru, ale i fakt, že vyšší harmonické vznikající na nelineárních prvcích přijímače se projeví mimo zpracovávané pásmo. Podobně i při návrhu přijímacích antén je oktávová šířka pásma tradičním prvkem, neboť u antén s větší šířkou je problém dodržet konstantní zisk, či navrhnout vstupní přizpůsobovací obvod.

Z pohledu tohoto textu je důležité provést rozdělení přijímačů resp. jeho částí na analogovou a digitální. Rozhraní mezi analogovou a digitální částí tvoří analogově-číslíkový převodník (ADC – Analog-to-Digital Converter) a jeho umístění v řetězci přijímače hraje důležitou roli při aplikaci algoritmů číslicového zpracování signálů. Není totiž možné použít stejné algoritmy k vyhodnocení signálů v případě umístění převodníku za analogovou konverzí na video signál a v případě umístění za směšovačem, resp. mezifrekvenčním zesilovačem.

Pro lepší přehled možných variant umístění převodníku slouží obr. 8. Jedná se o klasický koncept superheterodynního přijímače s jednou konverzí kmitočtu na mezifrekvenci. Za anténou je zapojen nízkošumový zesilovač (LNA – Low Noise Amplifier) a pásmová propust (Pre-selector filtr). Každé, například zmíněné oktávové subpásmo, je v tomto přijímači rozděleno na užší pásma, jejichž šířka je daná šířkou mezifrekvence (přesněji mezifrekvenčním filtrem). Frekvence místního oscilátoru (LO – Local Oscillator) potom určuje jaká vstupní frekvence bude přeložena do pásma tohoto filtru a půjde do bloku zpracování signálu. Ve spodní části obrázku je vyznačena postupná evoluce v přechodu z čistě analogových přijímačů, kdy nejen signálová cesta, ale i blok zpracování byl proveden analogově, přes digitalizaci výstupů amplitudově demodulovaného signálu, a později digitalizaci výstupu mezifrekvence, až po digitalizaci bez konverze frekvence. Poslední zmíněný krok (označený IV.), v principu představující tzv. softwarové rádio, je v současnosti ještě

nedosažitelný vzhledem k použitelným šířkám pásma a amplitudovým rozlišením vyráběných ADC, ale vzhledem k vývoji v této oblasti elektroniky lze předpokládat, že i tento limit bude v nedaleké budoucnosti prolomen. Od tohoto místa budeme pod pojmem digitální přijímač rozumět právě variantu označenou jako III., kdy dochází k digitalizaci výstupu mezifrekvenčního bloku. Pojmem analogový přijímač potom rozumíme varianty označené jako I. či II., kdy v každém případě je použit demodulující člen na výstupu mezifrekvence, ať už je následně signál zpracován analogově, nebo číslicově.



Obr. 8 Ideové blokové schéma přijímače širokopásmového TDOA systému s vyznačením možných způsobů digitalizace.

6.1 Parametry přijímače

Přijímač lze považovat za klasický dvojbran a můžeme ho tedy charakterizovat souborem kvalitativních parametrů. Konkrétní požadavky na jednotlivé jejich hodnoty jsou určující při volbě vhodné konstrukce přijímače a jsou samozřejmě vzájemně svázány. Není proto možné na ně hledět jednotlivě, ale je naopak nutné brát je jako ucelený soubor, kde změna jednoho prvku vyvolává změnu několika dalších. Z toho zároveň plyne, že nemá smysl jeden parametr mít na samé mezi dosažitelnosti, když druhým přijímač degradujeme. Obecně je přijímač, jako každý jiný reálný prvek nelineární, ovšem v určitém rozsahu vstupních resp. výstupních výkonů ho lze považovat za lineární.

Pomocí parametrů uvedených v následujících odstavcích lze specifikovat nejen analogovou část přijímače, ale s využitím vztahů pro řazení jednotlivých částí celého řetězce přijímače lze stanovit i souhrnné parametry včetně digitální části zastoupené ADC.

6.1.1 Zesílení

Zesílení určuje poměr mezi výkonem výstupního a vstupního signálu. Udává se v dB a obvykle se označuje jako zisk (gain).

6.1.2 Dynamický rozsah

Dynamický rozsah je rozdíl mezi nejsilnějším a nejslabším signálem, který je přijímač schopen zpracovat. Signály s nižším výkonem jsou ztraceny v šumovém pozadí, silnější naopak saturují přijímač a není možné je nezkráceně přenést². Je definován pomocí dvojice parametrů a to citlivosti a jedno-decibelové komprese.

6.1.3 Citlivost

Citlivost je hodnota výkonu nejslabšího signálu, který je přijímač schopen zpracovat. Slabší signály nemůžeme zpracovat ačkoliv to vždy neznamená, že jejich výkon je stejný jako výkon šumového pozadí. Tento může být i vyšší, ovšem algoritmy aplikované ve zpracování už nejsou schopny užitečný signál od šumu odlišit. Pro citlivost s platí

$$s = kT_N B \left(\frac{S}{N} \right)_{\min}, \quad (37)$$

kde k je Boltzmannova konstanta $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K,

T_N představuje šumovou teplotu systému [K],

B je šířka pásma přijímače [Hz],

$\left(\frac{S}{N} \right)_{\min}$ znamená minimální poměr výkonu signálu k výkonu šumu tak, aby přijímač byl schopen signál zpracovat [-].

Součin $kT_N B$ představuje tepelný šumový výkon. Šumová teplota systému je vyjádřena pomocí bezrozměrného šumového činitele F (Noise Factor) vyjadřovaného v logaritmické míře jako šumové číslo přijímače NF (Noise Figure), přičemž platí

$$F = \frac{T_E}{T_0} + 1 \quad NF = 10 \cdot \log(F) \quad (38)$$
$$T_N = T_E + T_0 = T_0 \cdot F = T_0 \cdot 10^{0,1 \cdot NF}$$

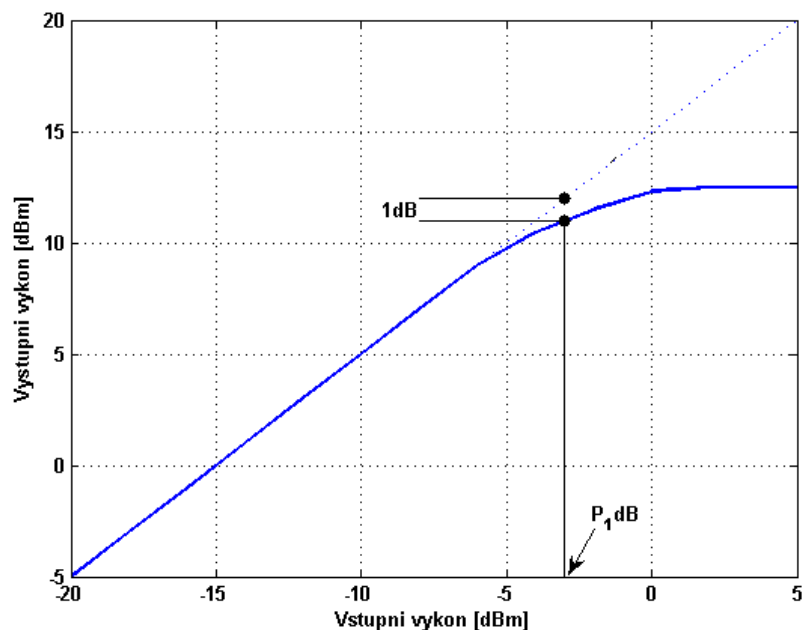
² I takto zkreslené (limitované) signály mohou být v systému využitelné, neboť u nich lze v praxi často měřit TOA, nebo i CF.

Zajímavým parametrem je šířka pásma přijímače, a to přesto že na první pohled je její definice velmi jednoduchá. Při pohledu na blokové schéma z obrázku obr. 8 je patrné, že šířka pásma přijímače je daná šířkou pásma mezifrekvenčního filtru. Obvykle se u modulové charakteristiky filtru definuje šířka pásma pro pokles výstupní amplitudy na polovinu resp. o 3 dB vzhledem k maximální amplitudě v propustném pásmu (označujeme BW_{3dB}). Je ovšem rozdíl v tom, jaký typ filtru použijeme (Butterworth, Tšebišev, atd.) a zejména jaký je jeho řád, tedy jak složité je jeho obvodové řešení. Řád totiž rozhoduje o rychlosti poklesu amplitudové charakteristiky mezi propustným a nepropustným pásmem. Definuje se proto tzv. efektivní šířka pásma, která je definována jako šířka pásma ideálního pásmového filtru, který propustí stejné množství výkonu, jako popisovaný filtr. Filtry s různým typem charakteristiky a různého řádu s jinou BW_{3dB} tedy mohou mít stejnou efektivní šířku pásma a přijímače obsahující tyto filtry potom stejnou hodnotu citlivosti.

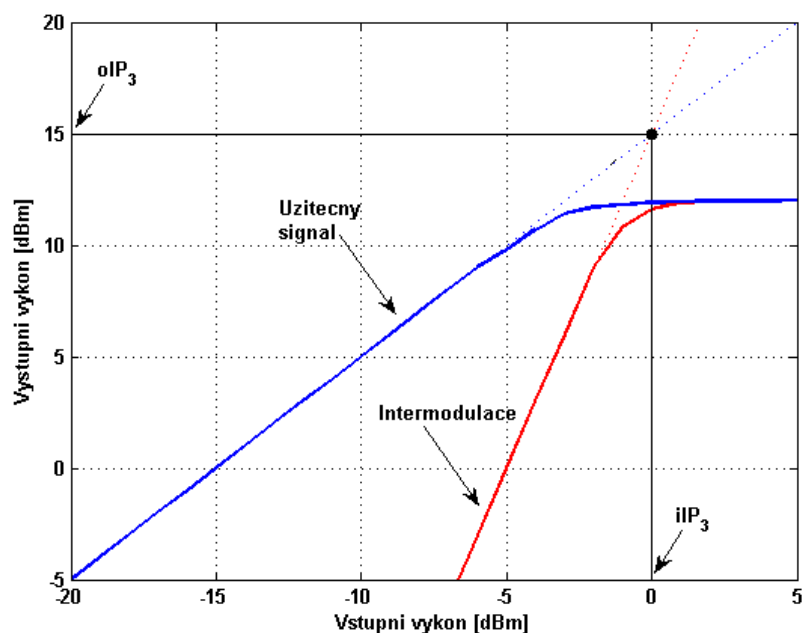
Podrobnější popis včetně různých metod měření šumových parametrů dvojbranů lze nalézt například v [9] kap. 2.5.

6.1.4 Jedno-decibelová komprese

Jednodecibelová komprese je jednou z několika možných vyjádření chování dvojbranu (nejčastěji zesilovačů) při vstupním signálu s velkou amplitudou resp. vyjádření jeho nelinearity. Je to výkon vstupního signálu, při kterém zisk klesne o 1 dB oproti zisku pro malé signály. Nejjednodušší interpretací je grafické vyznačení tohoto bodu v závislosti výstupního výkonu na vstupním (viz obr. 9). V oblasti saturace charakteristiky odečteme hodnotu na ose výkonu vstupního signálu v místě, kde rozdíl mezi extrapolovanou přenosovou charakteristikou (modrá tečkovaná čára) a skutečnou měřenou charakteristikou (modrá plná čára) je roven hodnotě právě 1 dB (pro charakteristiku z obr. 9 odpovídá hodnotě -3 dBm). Dále budeme tuto hodnotu v souladu se zvyklostmi označovat jako P_{1dB} .



Obr. 9 Ilustrace jednodecibelové komprese



Obr. 10 Bod zahrazení intermodulačních produktů třetího řádu.

Kromě jedno-decibelové komprese se u dvojbranů často udává další parametr charakterizující nelinearitu a to bod zahrazení intermodulačních produktů třetího řádu (third order intercept point – IP₃). Jedná se o hodnou vstupního (iIP₃) resp. výstupního (oIP₃) výkonu, při kterém je výkon užitečného signálu roven výkonu intermodulačních produktů třetího řádu. Tento parametr tedy charakterizuje chování prvku v případě, že na vstup není v jednom okamžiku přiveden pouze jediný signál,

ale signálů více. Protože prvek není dokonale lineární vznikají na jeho výstupu nežádoucí produkty jako kombinace základních a vyšších harmonických z nichž největší problém představují právě produkty třetího řádu nacházející se často v pracovním (užitečném) pásmu. Výkon těchto složek pak lze vyjádřit pomocí hodnoty IP_3 a výkonu vstupních signálů. Grafické vyjádření IP_3 je na obr. 10. Intermodulace třetího řádu (červená) narozdíl od závislosti výstupního výkonu (modrá) na vstupním, mají směrnici 3. V místě, kde se obě extrapolované závislosti (tečkované čáry) protínají, leží IP_3 . Je zřejmé, že prvek nikdy výkon o hodnotě svého oIP_3 nemůže poskytnout, neboť, jak je vidět z obrázku, je již dávno satureován. Stejně tedy platí, že vstupní signál o výkonu iIP_3 není přijímač schopen přenést nezkresleně.

6.2 Analogově-číslicový převodník

ADC je z mnoha pohledů klíčová součást digitálního přijímače, neboť nejen že realizuje samotný převod analogového signálu na číslicový, ale jeho parametry mají ve výsledné kaskádě mnohdy větší váhu, než parametry ostatních prvků. To platí především pro šířku pásma, či dynamický rozsah. Princip vzorkování a jeho vliv na spektrum signálu, stejně jako odvození Shannon-Kotělnikova vztahu pro minimální vzorkovací rychlost zde nebude diskutován, neboť se jedná o obecně známá témata popsána v mnoha literárních pramenech zabývajících se teorií signálů (např. [10], kap. 3).

6.2.1 Podvzorkování

Na úvod jen zmíníme jeden ze základních principů vzorkování frekvencí nižší, než je dvojnásobek nejvyšší frekvence vzorkovaného signálu. To je možné v případě, kdy je signál rozložen kolem nenulové nosné frekvence (f_c) a je analogově vyfiltrován tak, že zabírá pásmo BW . Vzorkováním potom dojde k jeho přeložení do první Nyquistovy zóny (NZ) bez ztráty informace (viz názorná ilustrace v obr. 11). Aby ale nedošlo k přeložení některých složek signálu na sebe navzájem, musí vzorkovací frekvence splňovat podmínku

$$f_s \geq \frac{f_c + BW/2}{5/2} \quad \wedge \quad f_s \leq \frac{f_c - BW/2}{4/2}, \quad (39)$$

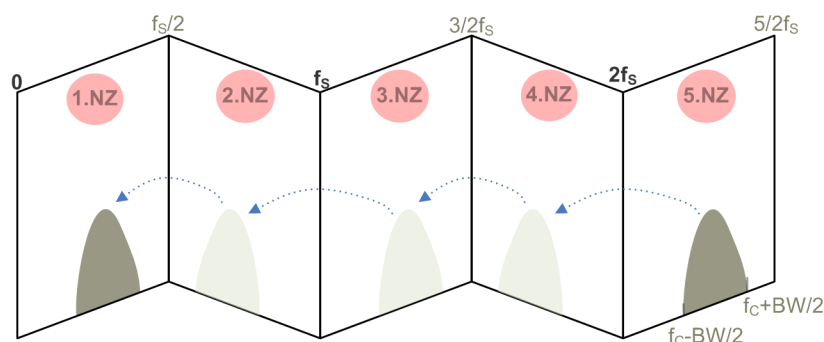
kterou lze zobecnit do tvaru

$$\frac{2 \cdot (f_c + BW/2)}{n} \leq f_s \leq \frac{2 \cdot (f_c - BW/2)}{n-1}, \quad (40)$$

kde n je celé číslo pro něž platí

$$1 < n \leq \left\lfloor \frac{f_c + BW / 2}{BW} \right\rfloor. \quad (41)$$

Hodnota n určuje, ze které NZ se složky signálu budou překládat do zóny první, čím vyšší hodnotu n použijeme, tím nižší vzorkovací frekvence bude přitom použita. Tento princip vzorkování je rovněž někdy označován jako pásmové vzorkování (bandpass sampling), či mezifrekvenční vzorkování (intermediate frequency sampling).



Obr. 11 Zrcadlení kmitočtů do první Nyquistovy zóny

Architektur provedení ADC existuje mnoho [11], ovšem vzhledem k požadavkům na širokopásmovost přijímače přichází v úvahu použití pouze skupiny architektur paralelních. Převodníky tohoto typu používají buď přímou konverzi (flash), nebo konverzi kaskádní (pipelined, viz např. [12]). Kaskádní struktura je vlastně složení několika jednodušších ADC s přímou konverzí v jeden blok a vyniká zejména řádově menší složitostí a požadavky na přesnost obvodových prvků (komparátorů) pro stejný počet bitů a to při srovnatelné rychlosti převodu. Právě tato architektura je v současnosti využívána prakticky všemi významnými výrobci pro ADC s vysokou vzorkovací frekvencí (stovky MHz) při vysokém počtu bitů (až 16). Naproti tomu architektury založené na postupné aproximaci (sigma-delta převodníky) jsou používány v aplikacích vyžadujících velmi vysokou přesnost (až 24 bitů) ale malé vzorkovací rychlosti (max. stovky kHz).

Parametry ADC můžeme rozdělit do dvou základních skupin a to statické a dynamické. Statické parametry charakterizují závislost výstupní kvantované úrovně na vstupní amplitudě signálu resp. nedokonalosti této charakteristiky. Jedná se zejména o počet bitů (NOB), chybějící kódy (Missing codes), integrální a diferenciální nelinearitu převodní charakteristiky, offset, chybu zesílení a o teplotní koeficienty těchto parametrů. Podrobný popis lze najít například v [13] nebo [14]. Dynamické parametry potom charakterizují chování převodníku v závislosti na frekvenci a jsou proto pro naši aplikaci významnější.

6.2.2 Dynamický rozsah, počet bitů

ADC provádí kvantování analogového signálu, přičemž nejčastějším způsobem je kvantování lineární, kdy jednotlivé kvantovací úrovně od sebe dělí stejně velký napěťový krok. Představuje tedy nejmenší možný rozdíl mezi dvěma výstupními hodnotami (číslly) – LSB (Least Significant Bit). Signál v číslicové podobě je reprezentován s konečnou přesností a proces převodu způsobuje zavedení tzv. kvantizačního šumu do výstupních dat (signálu). Jeho amplituda a amplituda maximálního signálu, který převodník digitalizuje bez zkreslení (ořezání větších hodnot) určuje dynamický rozsah převodníku. Výkon šumu bude mít, při předpokladu jeho nekorelovanosti se vstupním signálem, rovnoměrné rozložení pravděpodobnosti s nulovou střední hodnotou a rozptylem (představujícím výkon)

$$N_q = \frac{q^2}{12}, \quad (42)$$

kde q je velikost napětí kvantizačního kroku [V]. Předpokládejme na vstupu převodníku harmonický signál s amplitudou rovnou maximální napěťové úrovni kvantizátoru. Pro výkon tohoto signálu při předpokladu jednotkové impedance platí

$$P_{MAX} = \frac{V_{MAX}^2}{2}. \quad (43)$$

Maximální hodnota vstupního napětí je dána vztahem

$$V_{MAX} = 2^{NOB-1} \cdot q, \quad (44)$$

kde NOB je počet bitů převodníku. Maximální poměr užitečného signálu k velikosti kvantizačního šumu označíme jako dynamický rozsah a můžeme ho vyjádřit jako

$$DR = \left(\frac{S}{N} \right)_{MAX} = \left(\frac{P_{MAX}}{N_q} \right) = \frac{(2^{NOB-1} \cdot q)^2}{\frac{q^2}{12}} = \frac{12}{2} \cdot \frac{2^{2NOB} 2^{-2}}{2} = \frac{3}{2^2} 2^{2NOB}. \quad (45)$$

Převodem do decibelové míry vztah (45) přejde na

$$DR = 10 \cdot \log(1,5) + 20 \cdot NOB \cdot \log(2) = 1,76 + 6,02 \cdot NOB. \quad (46)$$

Dynamický rozsah převodníku v decibelech je tedy přibližně roven šestinásobku počtu bitů, na které je signál kvantován. Jinými slovy, kvantování s přesností vyšší o jeden bit způsobí zvýšení dynamického rozsahu o cca 6 dB³.

6.2.3 Šířka pásma

Podobně jako u popisu analogové části přijímače v předchozí části textu, se i v tomto případě šířka pásma týká analogové části ADC. Ve většině případů jsou i rychlé ADC schopné přenášet velmi nízké frekvence a proto je jejich šířka pásma udána podobně jako u filtrů jedinou hodnotou a to frekvenci, kdy dynamický rozsah ADC klesne na polovinu (BW_{3dB}). Někdy je šířka pásma nesprávně zaměňována s Nyquistovou šířkou pásma, která odpovídá polovině vzorkovací frekvence ADC. Jak ale vidíme, šířka pásma nemá se vzorkovací frekvencí nic společného.

6.2.4 Nestabilita vzorkovacího signálu

Odběr vzorku v reálném ADC neprobíhá nekonečně krátkou dobu. Místo ideálních Diracových impulsů je jako vzorkovací signál použit reálný obdélníkový signál jehož náběžná (či sestupná, popřípadě obě) hrana spouští proces vzorkování. Problém nastává v případě, že odběr vzorku neprobíhá s konstantní periodou a dochází ke „chvění“ náběžné hrany vzorkovacích impulsů (aperture jitter), a tím k chybě ve změřeném napětí oproti jeho skutečné hodnotě v nominálním čase vzorkování. Tento rozdíl se přirozeně zvyšuje se vzrůstající frekvencí (a tím pádem rychlostí změny napětí) vstupního signálu, jak ilustruje obr. 12.

Tento jev potom vede ke snížení dynamického rozsahu. Mějme vstupní harmonický signál s amplitudou rovnou plnému rozsahu převodníku (V_{MAX}) a frekvencí f_{IN} , tedy

$$v(t) = V_{MAX} \cdot \sin(2\pi f_{IN} t). \quad (47)$$

Derivace tohoto signálu vyjadřuje rychlost změny jeho amplitudy (slew rate)

$$\frac{dv(t)}{dt} = V_{MAX} \cdot 2\pi f_{IN} \cdot \cos(2\pi f_{IN} t), \quad (48)$$

přičemž efektivní hodnota derivace vyjadřující vztah efektivní hodnoty jitteru a efektivní hodnoty změny napětí je

³ Předpokladem je harmonický signál na vstupu převodníku. Pro signál obecného průběhu je dynamický rozsah závislý na statistice signálu (viz [Šimák – Digitální zpracování signálů v telekomunikacích]).

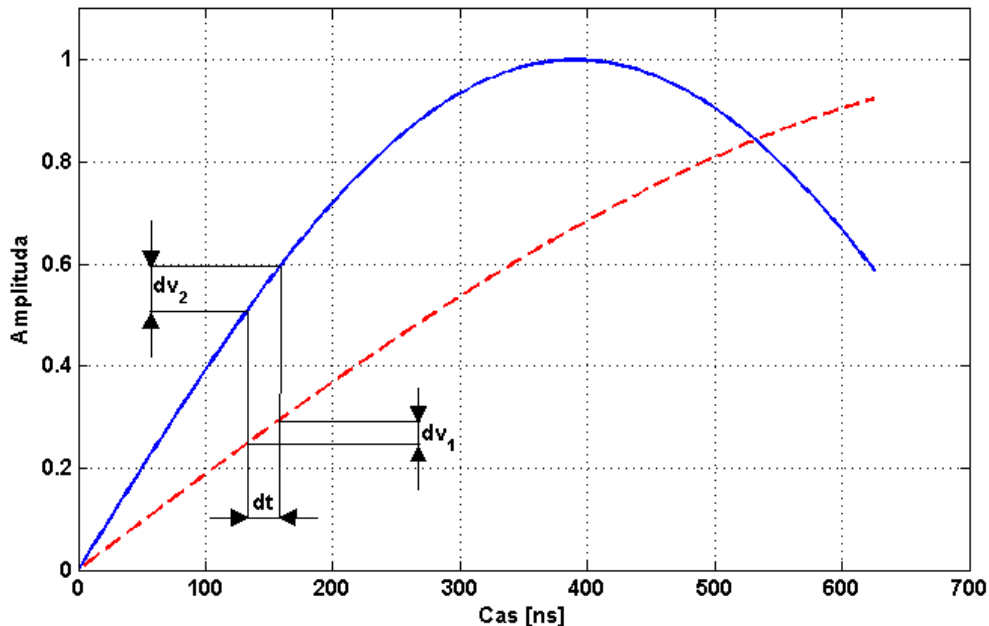
$$\left. \frac{dv(t)}{dt} \right|_{RMS} = V_{MAX} \cdot 2\pi f_{IN} \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (49)$$

Vyjádřením hodnoty změny napětí získáme

$$\Delta V_{RMS} = t_j \cdot V_{MAX} \cdot 2\pi f_{IN} \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (50)$$

Přepsáním do relace dynamického rozsahu konečně dostaneme

$$DR = 20 \cdot \log \left(\frac{V_{MAX}}{\Delta V_{RMS}} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_{IN} \cdot t_j} \right) [dB]. \quad (51)$$



Obr. 12 Vliv chyby času odběru vzorků na odečtenou úroveň napětí pro „rychlý“ (modrá plná čára) a „pomalý“ (červená čárkovaná čára) signál.

Grafické znázornění vztahu (51) pro různé hodnoty jitteru je v obr. 13. Celkový jitter, který působí na obvod vzorkovače přitom není způsoben jen vlivem převodníku samotného, ale i jitterem hodinového signálu. Lze ho vyjádřit jako

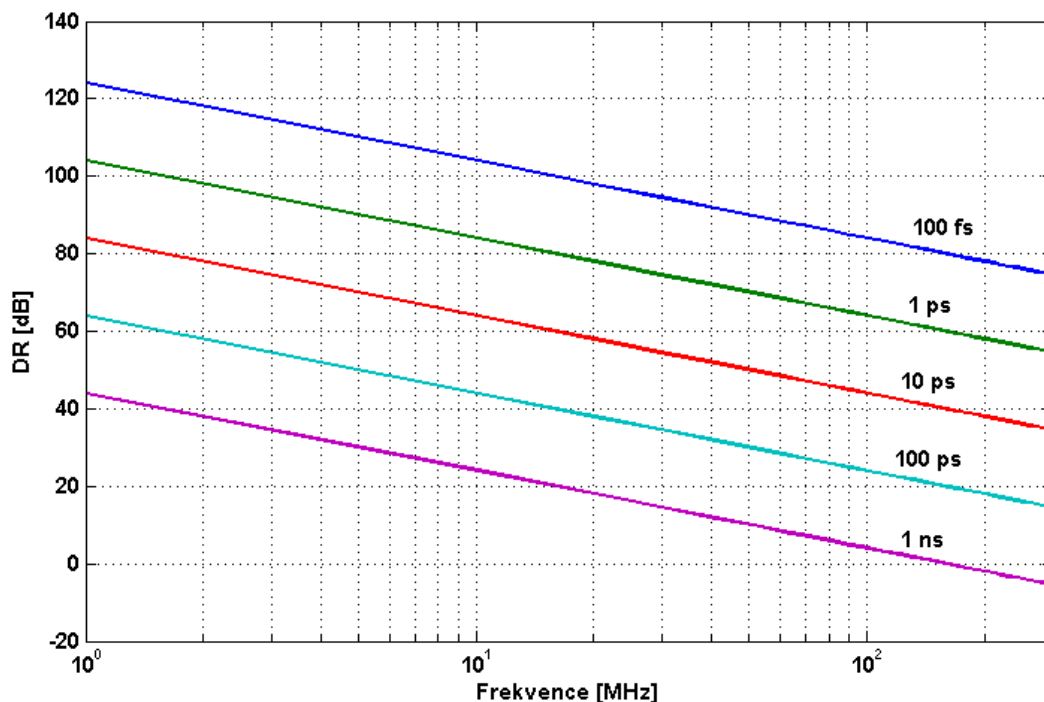
$$t_j = \sqrt{t_{jA}^2 + t_{jCLK}^2}, \quad (52)$$

kde t_{jA} je jitter ADC a t_{jCLK} je jitter hodinového signálu. Je proto nutné přivést hodinový signál s požadovanou hodnotou jitteru dle maximální frekvence vstupu a očekávaného DR (např. řádu stovek femtosekund pro vzorkování 200 MHz a DR = 80 dB). Signál bude jistě generován oscilátorem jehož nestabilita se většinou neuvádí hodnotou jitteru, ale hodnotou fázového šumu (nejčastěji jeho průběhem v

závislosti na rozdílu frekvence od nosného kmitočtu). Přepočítání na efektivní hodnotu jitteru je možné provést integrováním průběhu fázového šumu dle vztahu

$$t_j = \frac{1}{2\pi f_0} \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} 2 \cdot L(f) df}, \quad (53)$$

kde f_0 je frekvence oscilátoru [Hz], f_1 a f_2 jsou minimální a maximální frekvence [Hz], ve kterých je definovaný průběh spektrálního šumu $L(f)$ jako podíl výkonu šumu k výkonu nosné. Z tohoto vztahu rovněž plyne přínos filtrace signálu oscilátoru, protože tak v podstatě snižujeme integrační meze a tedy i jitter.



Obr. 13 Dosažitelná hodnota dynamického rozsahu ADC v závislosti na frekvenci vstupního signálu pro různé hodnoty jitteru hodinového signálu.

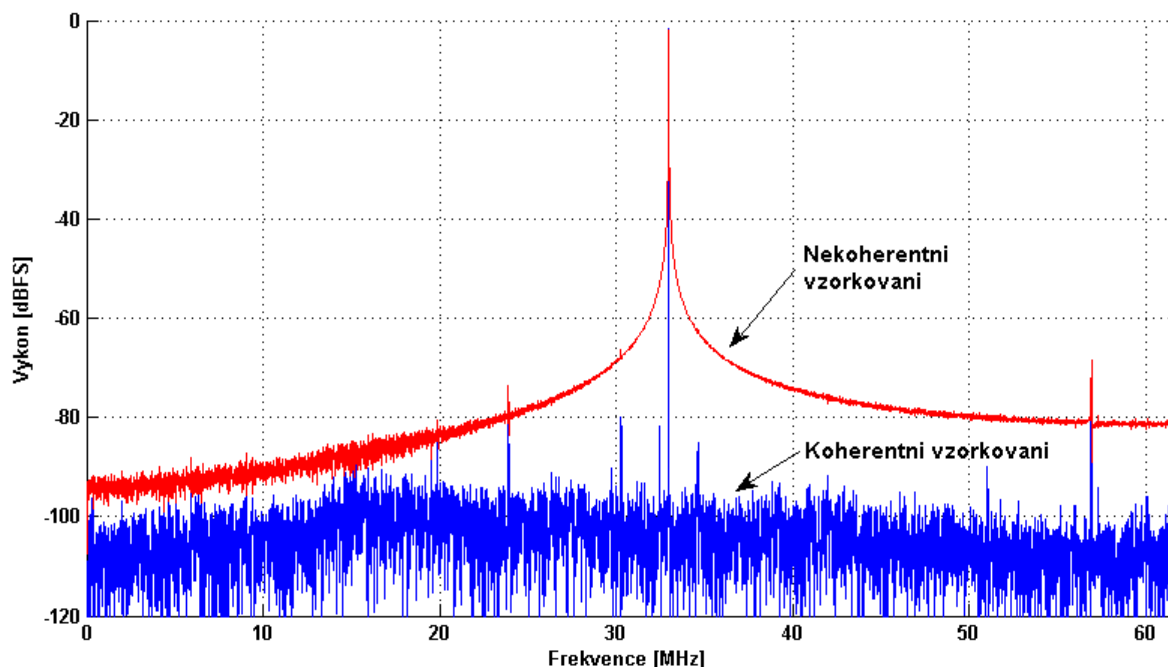
6.2.5 Dynamické parametry

K vysvětlení výpočtu následujících parametrů použijeme průběh spektra získaného aplikací Fourierovi transformace na zaznamenaný výstup ADC. Před samotným výpočtem je nutné odstranit vliv konečné délky pozorování signálu, v jehož důsledku dochází ke konvoluci spekter signálu samotného a aplikovaného časového okna. V případě obdélníkového okna jde o průběh $\text{sinc} = (\sin x)/x$, který má nejvyšší postranní maximum potlačeno o cca 13 dB a minima se nachází na frekvencích $1/T$, kde T je délka okna. Je možné použít celou řadu váhovacích funkcí, které mají větší potlačení postranních laloků, na druhou stranu ale i šířku hlavního laloku (delší pojednání o váhovacích funkcích je v odstavci 8.2.2). Proto je v praxi záznam často získán prostřednictvím tzv. koherentního vzorkování [15], kdy je signál přivedený

na vzorkovací obvod ADC fázově zavěšen (je koherentní) se signálem vstupním. Frekvence vstupního signálu musí být přitom v relaci s frekvencí vzorkovací (f_s), počtem zaznamenaných vzorků (N) a počtem zaznamenaných period signálu (k). Musí platit

$$f_{IN} = k \frac{f_s}{N}. \quad (54)$$

Počet zaznamenaných period je doporučené volit jako prvočíslo (kromě 2), neboť potom nedochází k častému opakování stejných výstupních hodnot z ADC. Koherentní vzorkování eliminuje konvoluci spekter vstupního signálu a časového okna, protože se jednotlivé spektrální čáry nacházejí na pozici minim („nul“) spektra časového okna a jeho průběh se tak neprojevuje (viz znázornění rozdílu mezi koherentním a nekoherentním vzorkováním v obr. 14).



Obr. 14 Porovnání výkonového spektra koherentně a nekoherentně vzorkovaného signálu.

SNR

Poměr SNR u převodníku vyjadřuje využitelný amplitudový rozsah vstupních signálů. Jde o poměr mezi signálem příslušné frekvence s maximální hodnotou amplitudy a skutečnou hodnotou kvantizačního šumu. Z amplitudového spektra signálu ho určíme jako

$$SNR = 20 \cdot \log \left(\frac{U_{signal}}{\sqrt{\sum U_{\text{šum}}^2}} \right) [dB], \quad (55)$$

kde U_{signal} je odečtená úroveň základní harmonické signálu a $U_{\text{šum}}$ jsou ostatní spektrální komponenty vyjma stejnosměrné složky, základní a vyšších (do řádu 7) harmonických⁴.

SINAD

Poměr signálu k šumu a zkreslení (Signal to Noise And Distortion ratio) určuje, stejně jako SNR, využitelný dynamický rozsah. Rozdíl oproti SNR je patrný z definičního vztahu

$$SINAD = 20 \cdot \log \left(\frac{U_{signal}}{\sqrt{\sum U_{\text{šum+Harmonické}}^2}} \right) [dB], \quad (56)$$

kdy se narozdíl od (55) do šumu započítávají i složky zkreslení, tedy vyšší harmonické.

ENOB

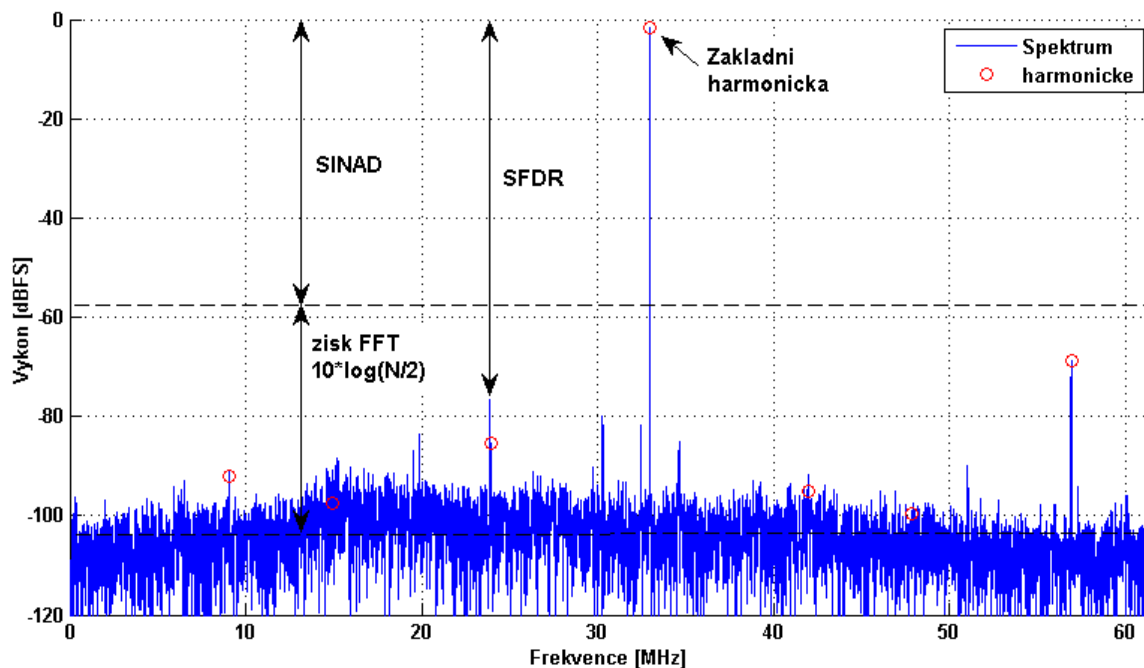
Efektivní počet bitů (Effective Number of Bits) určuje skutečný počet bitů na který je signál příslušné frekvence kvantován. Nikdy nedosahuje hodnoty NOB, čím méně se od ní liší, tím kvalitnější je převodník. Definuje se pomocí SINAD jako

$$ENOB = \frac{SINAD - 1,76}{6,02}. \quad (57)$$

SFDR

U analogových dvojbranů je tento parametr označován jako dynamický rozsah bez intermodulačních zkreslení (Spurious Free Dynamic Range) a určuje odstup v [dBc] (decibely od nosné) mezi užitečným signálem a nejvyšším intermodulačním produktem. V oblasti ADC se ovšem nemusí jednat o intermodulační produkt jehož odstup od užitečného signálu odečítáme, ale o jakýkoliv signál projevující se ve spektru nežádoucí čarou (spur), který nebyl součástí analogového vstupního signálu ADC. Tyto produkty vznikají jako důsledek statistické závislosti kvantovací chyby. Obvykle se neuvažují vyšší harmonické složky, jejichž odstup od užitečného signálu je popsán parametrem uvedeným dále.

⁴ Amplitudové spektrum je modul spektra v našem případě určeného Fourierovou transformací ze vzorků signálu. Na obrázcích v této kapitole je spektrum výkonové, tj. mocnina amplitudového spektra, vyjádřená navíc v logaritmické míře a vztažená k maximálnímu rozsahu převodníku, tedy v jednotkách [dBFS] (Decibels relative to Full-Scale).



Obr. 15 Význam parametrů SINAD a SFDR analogově-digitálního převodníku.

Harmonické zkreslení

Celkové harmonické zkreslení THD (Total Harmonic Distortion) vyjadřuje linearitu převodní charakteristiky ADC a je do jisté míry spojeno s integrální nelinearitou definovanou v souboru statických parametrů. Narozdíl od ní se ale jedná o parametr dynamický a vyjadřuje tedy chování ADC v závislosti na frekvenci. Důsledkem nelinearity je vznik vyšších harmonických složek, které se přeloží (ozrcadí) do 1. Nyquistovy zóny převodníku (rozsah frekvencí od nuly do poloviny vzorkovací frekvence). Kvantitativní vyjádření harmonického zkreslení se provádí vztahem

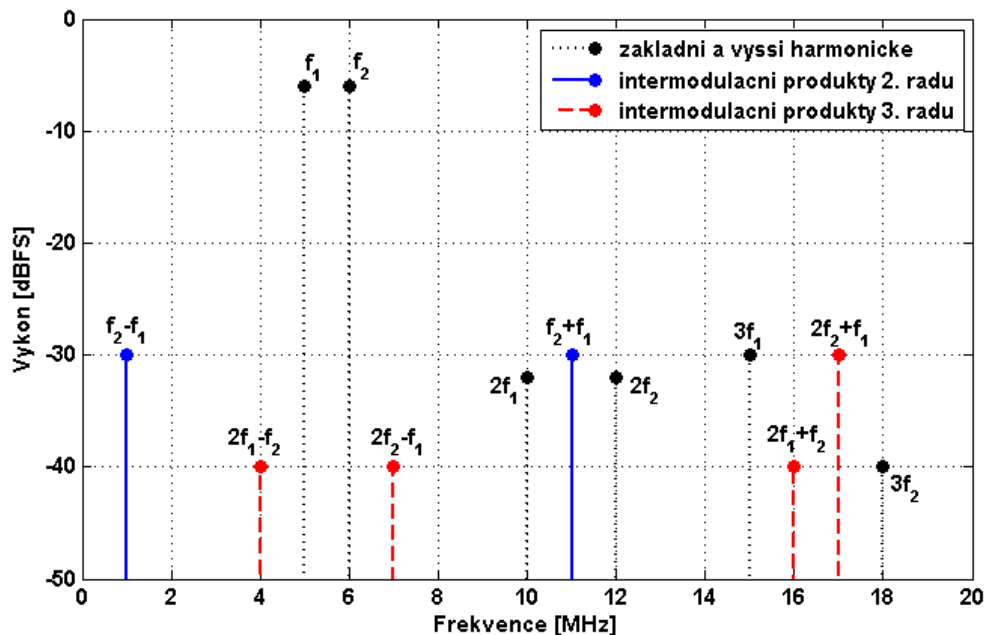
$$THD = 20 \cdot \log \left(\frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{10} U_{i-Harmonicka}^2}}{U_{signal}} \right) [dB], \quad (58)$$

kde v souladu s označením v předchozích vztazích je U_{signal} z amplitudového spektra odečtená úroveň základní harmonické signálu a $U_{i-Harmonicka}$ je úroveň i -té harmonické (do desáté).

Intermodulační zkreslení

Intermodulační zkreslení je podobně jako harmonické zkreslení důsledkem nelinearity převodní charakteristiky ADC. Vznikají při připojení alespoň dvou signálů na vstup, jednotlivé intermodulační produkty jsou zobrazeny na příkladu v obr. 16. Zvláště se vyjadřuje odstup nejvyššího parazitního signálu jako zkreslení druhého

řádu (v obrázku naznačeno modrou plnou čarou) a třetího řádu (červená přerušovaná čára) k hodnotě signálu na vstupu v dBc. Hodnotou signálu na vstupu se myslí úroveň jednoho z obou připojených vstupů, přičemž jejich výkony jsou shodné. Je vhodné volit jejich kmitočty mimo oblast čtvrtiny nebo třetiny vzorkovacího kmitočtu, kdy dojde ke smíchání zrcadlených vyšších harmonických s intermodulačními produkty, resp. vstupními signály.



Obr. 16 Intermodulační produkty při buzení vstupu převodníku dvojicí harmonických signálů.

Světoví výrobci polovodičových součástek, v jejichž portfoliu se nachází i ADC, přesně definují podmínky a způsob vyhodnocení hodnot uvedených v katalogových listech a je proto třeba při porovnávání jednotlivých ADC mít na paměti, že stejné parametry mohou být získány ne vždy naprosto stejným způsobem. Problematice standardizace testování a charakterizaci ADC se věnují různé pracovní skupiny s cílem vytvořit jednotný standard (IEEE 1241, DYNAD, atd.), detaily a shrnutí této problematiky je přehledně provedeno v [16].

Šumové číslo

Podobně jako u analogových dvojbranů i ADC můžeme popsat šumovým číslem. Lze pak charakterizovat celý řetězec prvků přijímače od nízkošumového zesilovače za anténou po výstup převodníku pomocí celkového šumového čísla (Friisův vztah [18]) a následně vyjádřit citlivost, minimální detekovatelný signál, či intermodulace.

Šumové číslo je v souladu s odstavcem 6.1.3 poměrem signálu k šumu na výstupu ADC k poměru SNR na jeho vstupu. Jinak řečeno, získáme ho vyjádřením poměru výkonu kvantizačního šumu ADC k hodnotě tepelného šumu na jeho vstupu. Platí tedy [17]

$$F = \frac{\left(\frac{V_N^2 f_S}{R \cdot 2} \right)}{kTB} = \frac{V_{MAX}^2}{R} 10^{-\frac{SNR}{10}} \frac{f_S}{2} \frac{1}{kTB}, \quad (59)$$

kde V_N je velikost napětí šumu na výstupu, V_{MAX} je napětí odpovídající plnému rozsahu převodníku, R je vstupní impedance ADC, součin kTB vyjadřuje tepelný šumový výkon v pásmu B na vstupu ADC a konečně SNR je výše definovaný poměr signálu k šumu pro ADC.

7 PŘED-ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ

Před-zpracování neboli procesy následující přímo za převodem signálu do číslicové podoby neslouží k bezprostřednímu stanovení parametrů signálu nebo jeho příjmu. Jedná se o algoritmy, které modifikují signál s cílem dosáhnout lepších výchozích podmínek pro následné prvky zpracovávajícího řetězce. Zde bude zmíněna možnost zvýšení dynamického rozsahu za převodníkem resp. dosáhnout větší vzorkovací rychlosti.

Vysoký dynamický rozsah a zároveň velká vzorkovací rychlost ADC jsou požadavky, které vycházejí z aplikace širokopásmového digitálního přijímače, zároveň jsou ale požadavky protichůdnými. Vysokým dynamickým rozsahem totiž disponují převodníky pracující s nízkou vzorkovací rychlostí a naopak vysoké vzorkovací rychlosti jsou vykoupěny malým amplitudovým rozlišením. Existují ale algoritmy číslicového zpracování signálů, které mohou při zachování jednoho parametru druhý zlepšit. Dynamický rozsah je možné zvýšit procesem zvaným převzorkování, vzorkovací rychlost potom paralelním řazením převodníků.

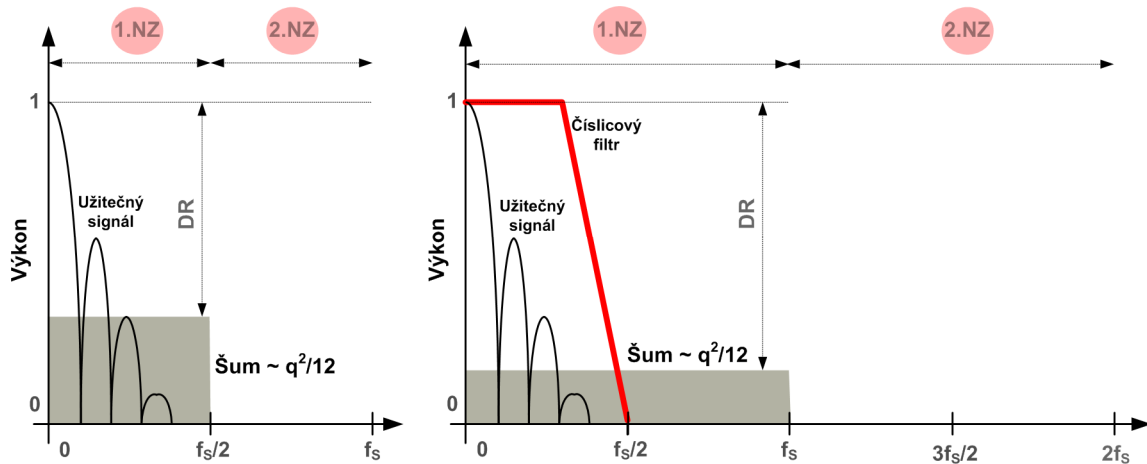
7.1 Převzorkování

Převzorkování je záměrné vzorkování vyšší frekvencí⁵ než je hodnota vycházející z teorie Nyquistova vzorkování. Druhým krokem je pak číslicová filtrace se současným snížením vzorkovací rychlosti.

Princip zvýšení dynamického rozsahu spočívá v rozprostření kvantizačního šumu o výkonu $q^2/12$, viz vztah (42), na větší šířku pásma, než u vzorkování Nyquistova. Pokles úrovně šumu ilustruje obr. 17. V případě, že by bylo ihned na výstupní převzorkovaná data aplikováno snížení vzorkovací rychlosti jednoduchým vynecháním určitého počtu vzorků (například tak, že bude brán každý druhý vzorek) budou výstupní data vykazovat stejnou hodnotu kvantizačního šumu jako kdybychom použili poloviční vzorkovací rychlost. Dojde totiž k již zmíněnému přeložení šumu do první Nyquistovy zóny a tím jeho navýšení. Pro správnou funkci převzorkování je totiž nutné provést nejprve filtraci nežádoucích spektrálních složek šumu mimo pásmo signálu a poté zmíněné snížení vzorkovací frekvence. Tyto dva kroky budeme dále označovat jako decimaci signálu.

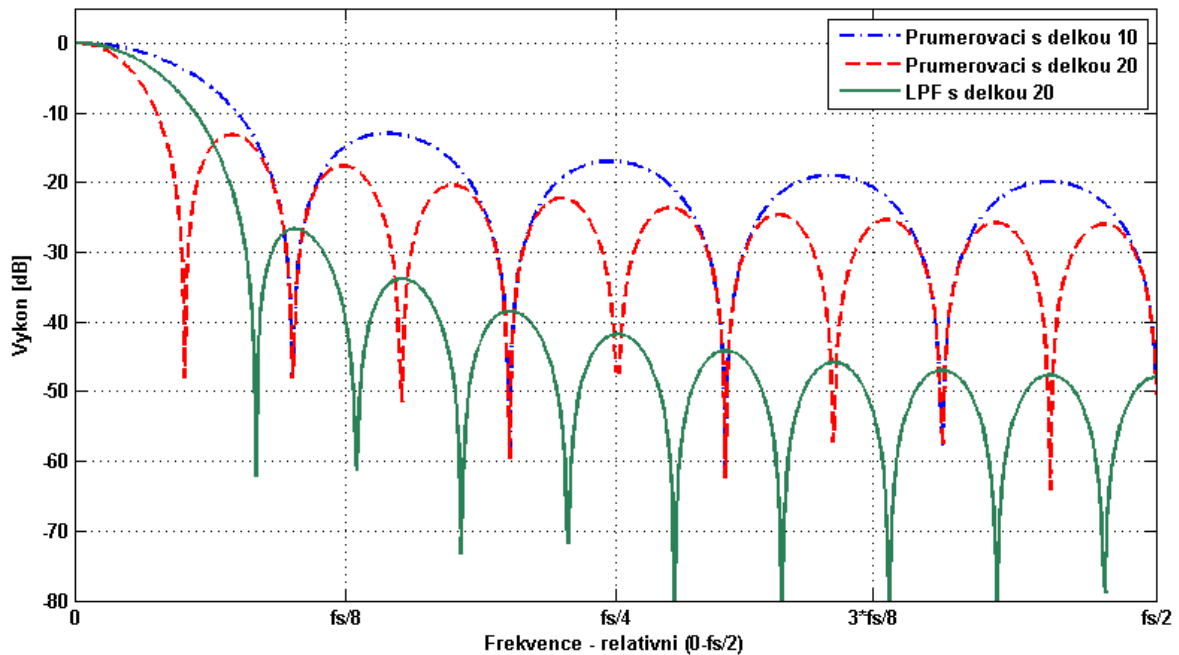
⁵ V rámci práce budeme tento postup označovat jako převzorkování, které je v češtině rovněž používáno v souvislosti se změnou vzorkovací rychlosti. Zde bude převzorkováním myšleno právě záměrné použití vyššího vzorkovacího kmitočtu (anglicky oversampling).

Nejjednodušším způsobem provedení filtrace je použití tzv. průměrovacího filtru, tj. filtru jehož výstupem je střední hodnota z n vzorků signálu. Jedná se o číslicový filtr s konečnou délkou impulsní odezvy FIR (Finite Impulse Response), který má stejně jako všechny filtry typu FIR, lineární průběh fázové charakteristiky [52]. Lineární fáze filtru má za důsledek to, že signál o jakékoliv frekvenci se na jeho výstup dostane za konstantní dobu a nedochází tak ke zkreslení signálu vlivem zpoždění různých jeho složek. Neexistuje analogový ekvivalent, který by vykazoval toto chování a kromě stability, nulového vlivu stárnutí a tolerance součástek, je právě lineární fáze jedním z důvodů, proč je výhodnější filtrovat signál číslicově a nikoliv analogově. Porovnání amplitudové charakteristiky průměrovacího filtru pro různou délku (10 a 20 prvků) je na obr. 18. Dle předpokladu platí, že čím delší úsek signálu je použit (tj. čím delší filtr použijeme), tím užší pásmo přenášíme nezkresleně (viz hlavní lalok charakteristiky na nízkých kmitočtech) a zároveň lepšího potlačení složek mimo pásmo docílíme.



Obr. 17 Zvýšení dynamického rozsahu ADC převzorkováním. Běžné vzorkování (vlevo) a vzorkování stejného signálu dvojnásobnou vzorkovací frekvencí (vpravo).

V praxi se ovšem průměrovací filtr používá zřídka, neboť nemá příliš dobré hodnoty potlačení v nepropustném pásmu, podobně jako zvlnění v pásmu propustném ani dostatečnou strmost přechodu charakteristiky. Příklad amplitudové charakteristiky FIR filtru navrženého metodou okénka (Hammingovo okno) s řádem 20 (řád filtru je záměrně zvolen tak, aby realizace tohoto filtru výpočetními prostředky byla srovnatelná s realizací filtru průměrovacího) je rovněž uveden v obr. 18.



Obr. 18 Charakteristika číslicových filtrů - Průměrovací filtr s délkou 10 vzorků (modrá čerchovaná), Průměrovací filtr s délkou 20 vzorků (červená čárkovaná) a LPF navrženého metodou nejmenších čtverců řádu 20 (zelená plná).

Horní mez zvýšení DR určíme z poměru minimální požadované vzorkovací frekvence f_{Smin} a frekvence převzorkování f_{OSR} jako

$$DR_{ZISK} = 10 \cdot \log(OSR) = 10 \cdot \log\left(\frac{f_{OSR}}{f_{Smin}}\right) \quad [dB]. \quad (60)$$

Celkový teoretický dynamický rozsah ADC s následným převzorkováním potom bude

$$DR = 1,76 + 6,02 \cdot NOB + 10 \cdot \log\left(\frac{f_{OSR}}{f_{Smin}}\right) \quad [dB]. \quad (61)$$

Ze vztahu (61) můžeme vyjádřit potřebný faktor převzorkování OSR pro požadavek zvýšení DR o n bitů. Platí rovnice

$$6,02 \cdot (NOB + n) + 1,76 = 6,02 \cdot NOB + 1,76 + 10 \cdot \log(OSR), \quad (62)$$

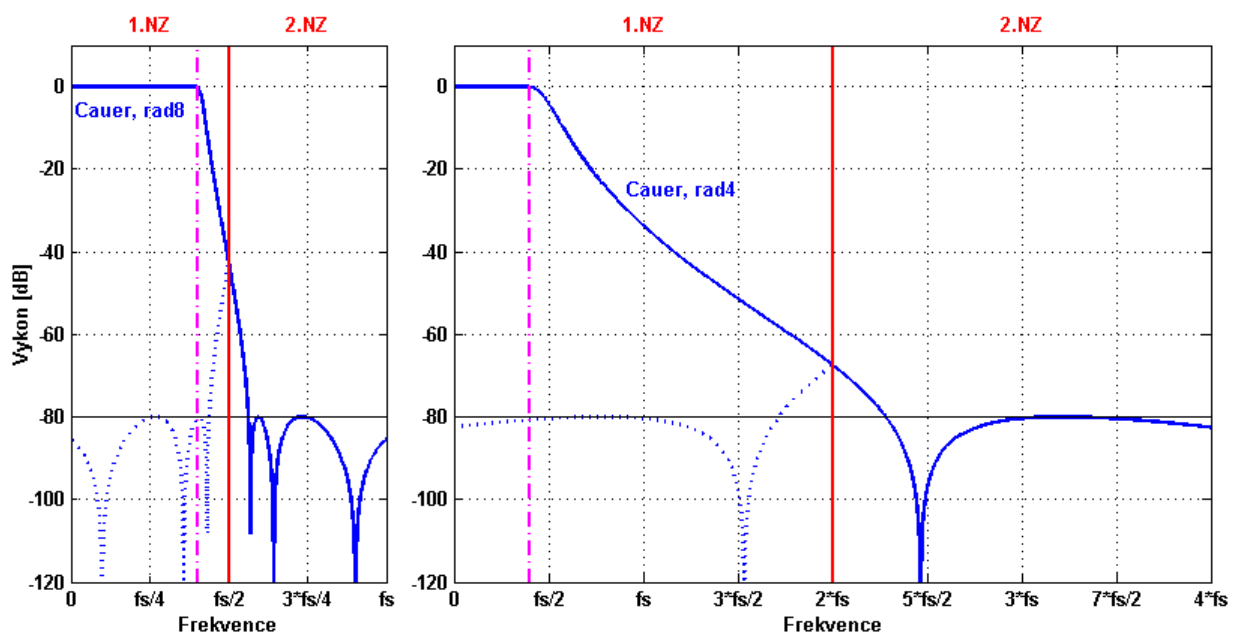
ze které vyjádříme činitel převzorkování jako

$$OSR = 10^{0,602 \cdot n} = 4^n. \quad (63)$$

Každým zdvojnásobením vzorkovací rychlosti tedy teoreticky získáme půl bitu v amplitudovém rozlišení navíc. V praxi je situace samozřejmě vždy o něco horší, neboť použitý filtr nemá nekonečnou strmost přechodu z propustného do nepropustného pásma, stejně jako nemá nekonečně vysokou hodnotu potlačení. Zvýšení dynamického rozsahu můžeme chápat jako zlepšení citlivost převodníku

v důsledku snížení šumového čísla, neboť ve vztahu (59) zmenšujeme šířku pásma na výstupu ADC z $f_s/2$ na $f_s/(2OSR)$.

Dalším velice zajímavým přínosem převzorkování je snížení požadavků na analogový antialiasingový filtr. Jedná se o filtr předřazený ADC, jehož účelem je potlačení všech signálů, které by se mohly přeložit do první Nyquistovy zóny. Při převzorkování je možné použít filtr výrazně nižšího řádu, neboť užitečný signál zabírá menší část NZ v porovnání se situací bez převzorkování. Tato vlastnost je demostrována v obr. 19, kde je nejprve pro velikost potlačení nežádoucích ozrcadlených kmitočtů 80 dB potřeba filtr řádu osm (vlevo), při použití čtyřnásobné vzorkovací frekvence pak pouze filtr řádu čtyři (vpravo). Čerchovaná čára přitom vyjadřuje šířku pásma signálu, která je v obou případech shodná.

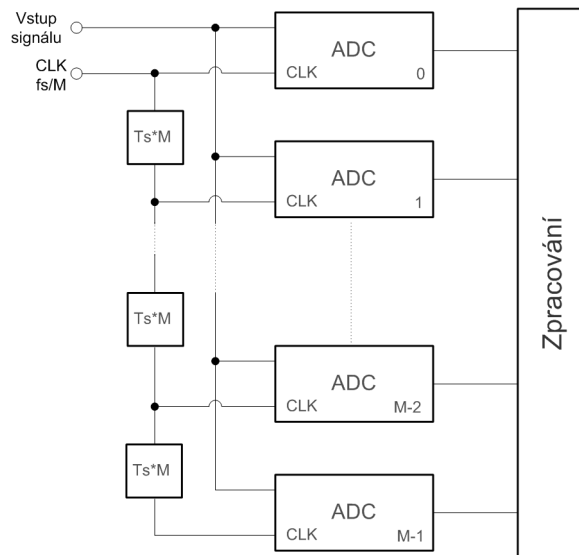


Obr. 19 Snížení nároků na antialiasingový filtr ADC.

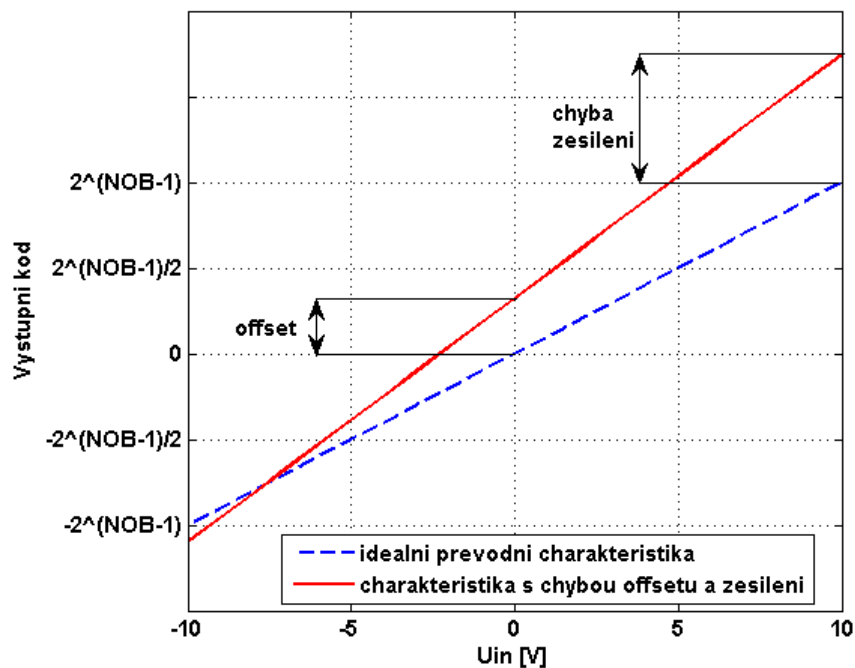
7.2 Paralelní řazení převodníků – prokládané vzorkování

Řešením pro získání větší frekvence vzorkování při zachování počtu bitů je použití paralelně zapojených ADC z nichž každý pracuje na zlomku požadované vzorkovací frekvence (viz obr. 20). Mějme soustavu M převodníků s požadovanou výslednou vzorkovací frekvencí f_s . Frekvence vzorkování každého ADC v systému tedy je

$$f_{s_i} = \frac{f_s}{M}. \quad (64)$$



Obr. 20 Blokové schéma časově prokládaného vzorkovacího systému



Obr. 21 Chyba zesilení a offsetu neideální převodní charakteristiky ADC

Rozdíly v jednotlivých parametrech použitých převodníků způsobují chyby v navzorkovaném signálu, jsou to:

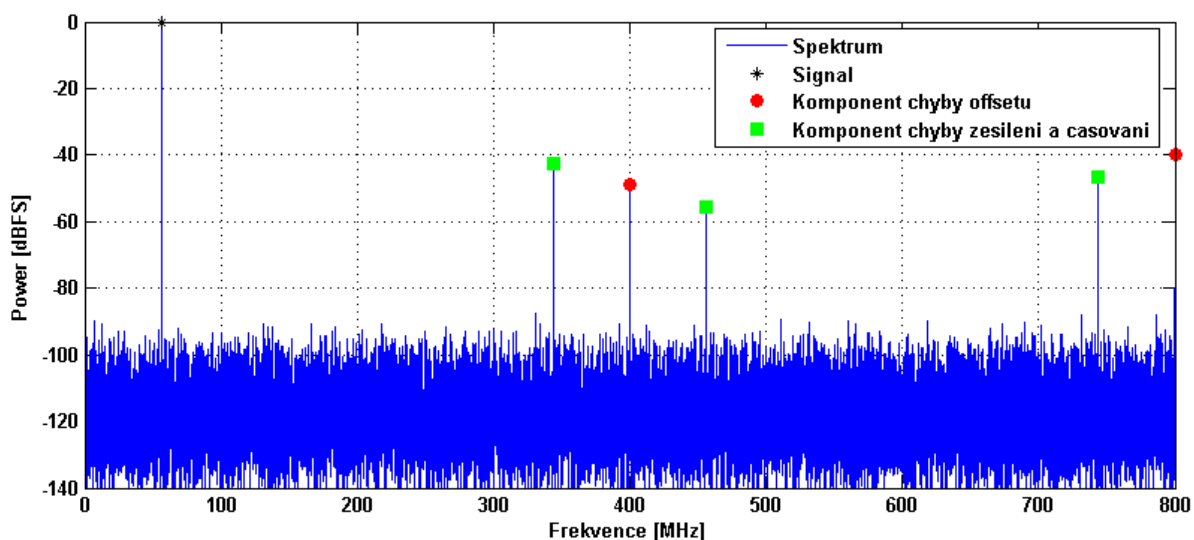
- Chyba v časování ADC. Jedná se o chybu zpoždění signálu hodin přivedeného na vstupy ADC. Podobně jako jitter způsobuje tato chyba odebrání vzorku v nesprávném čase, narozdíl od náhodného charakteru jitteru se v tomto případě ovšem jedná o periodicky se opakující děj a celá soustava převodníků se chová jako neuniformní vzorkovač, tj. vzorkovač s nerovnoměrným rozložením časů vzorkování.

- Chyba ve stejnosměrné složce (offsetu) převodníku. Každý převodník má vlivem vstupních analogových obvodů určitou hodnotu stejnosměrného předpětí - offset. Proložení převodní charakteristiky ADC by v ideálním případě měla být přímka se směrnici rovnou $V_{MAX} / 2^{NOB-1}$. Vlivem chyby offsetu dojde k jejímu posunu z počátku na hodnotu offsetu.
- Chyba v zesílení převodníku, která vyjadřuje odchylku převodní charakteristiky od ideální směrnice po odečtení chyby offsetu.

Všechny uvedené chyby můžeme považovat za statické, tj. mění se dostatečně pomalu. Jejich vliv vyjádříme pomocí spektra navzorkovaného signálu. Nejjednodušší projev má chyba offsetu, která způsobí vznik periodického signálu s kmitočty

$$\frac{k}{M} \cdot f_s \quad k=1,2,\dots,M/2. \quad (65)$$

Jedná se o chybu nezávislou na vstupním signálu. Naproti tomu chyba v zesílení způsobí opakování spektra vstupního signálu s různou amplitudou kolem kmitočtů ze vztahu (65). Stejný projev má i chyba v časování. Na obr. 22 je pro názornost uvedeno spektrum harmonického signálu s frekvencí 55 MHz a výkonem 0 dBFS na výstupu systému tvořeného čtveřicí paralelních ADC se vzorkovací frekvencí každého 400 MHz. Systém byl simulován včetně uvedených druhů chyb.



Obr. 22 Spektrum signálu vzorkovaného čtyřmi paralelními převodníky.

7.2.1 Odhad chyb

Při odhadu a následné rekonstrukci signálu není třeba znát absolutní vyjádření jednotlivých chyb, spokojíme se s jejich relativní hodnotou vztaženou k jednomu (prvnímu) z ADC. Je vhodné, aby algoritmus odhadu nebyl závislý na připojeném signálu, ovšem jisté předpoklady musí signál splňovat. Prvním předpokladem je, že

šířka pásma je menší, než je Nyquistova frekvence výsledné struktury paralelně zapojených ADC. Dále předpokládáme, že signál je tzv. modulo M kvazistacionární, tj. že jeho statistické chování je pro všechny převodníky stejné.

Vzorkovaný signál můžeme s vlivem všech chyb a kvantovacím šumem vyjádřit jako

$$y[k] = (1 + \Delta_{G_i}) \cdot \left\{ x \left[(kM + i)T_s + \Delta_{T_i} + Jitter[k] \right] + Q[k] \right\} + \Delta_{O_i}, \quad (66)$$

kde T_s je vzorkovací perioda (převrácená hodnota f_s), M je počet převodníků v paralelním systému, x je vzorkovaný vstupní signál, $Jitter$ vyjadřuje náhodnou chybu času vzorkování (viz odstavec 6.2.4), Q je kvantovací šum ADC, Δ_G je chyba zesílení, Δ_T je chyba v časování a Δ_O je chyba v offsetu. Index i vyjadřuje, že se jedná o i -tý převodník.

Rozdíl velikosti offsetu jednotlivých ADC proti prvnímu z nich vyjádříme jako rozdíl střední hodnoty signálu. Předpokládáme-li, že ostatní chyby jsou nulové, přejde model signálu ze vztahu (66) na tvar

$$y_i[k] = x \left[(kM + i)T_s \right] + \Delta_{O_i}. \quad (67)$$

Všimněme si, že kromě chyb způsobených paralelním řazením převodníků jsme zanedbali i kvantizační šum a jitter, což je logické, neboť se nejedná o statické parametry. Pro dostatečný počet vzorků signálu (67) platí

$$\frac{1}{N/M} \sum_{k=1}^{N/M} y_i(k) = \mu_{IN} + \Delta_{O_i} \quad i = 1, 2, \dots, M, \quad (68)$$

kde N je počet vzorků signálu. Odstranění chyby offsetu z navzorkovaných dat provedeme jednoduchým odečtením jeho odhadnuté velikosti.

Odhad chyby zesílení je založen na tom, že rozptyl vzorkovaného signálu každého převodníku je závislý na jeho zesílení. Opět přeformulujeme model signálu do tvaru kdy je přítomna pouze chyba zesílení, tedy

$$y[k] = (1 + \Delta_{G_i}) \cdot x \left[(kM + i)T_s \right]. \quad (69)$$

Pokud je signál modulo M kvazistacionární vzhledem k hodnotě rozptylu, tj. jeho rozptyl je stejný pro všechny ADC, můžeme psát

$$\sigma_{y_i}^2 = (1 + \Delta_{G_i})^2 \cdot \sigma_x^2 \quad i = 1, 2, \dots, M. \quad (70)$$

Podobně jako u chyby offsetu je i v tomto případě korekce chyby zesílení poměrně prostá a to podělením vzorkovaných dat z příslušných převodníků odhadnutou hodnotou rozdílu zesílení.

Odhad chyby v časování je založen na pozorování velikosti rozdílu mezi vzorky ze sousedních převodníků. Protože předpokládáme, že šířka pásma signálu je omezená do Nyquistovy zóny, nemůže docházet k libovolně velkým změnám signálu vzorek od vzorku. Pokud bude rozdíl mezi časy vzorkování větší než vzorkovací perioda, bude i rozdíl mezi vzorky v průměru větší a naopak, pokud bude čas vzorkování menší než T_S , budou i rozdíly mezi vzorky menší. Opět zavedeme předpoklad signálu bez vlivu jiných chyb. Jeho model tedy bude

$$y[k] = x[(kM + i)T_S + \Delta_{T_i}]. \quad (71)$$

Předpokládejme dále, že vstupní signál je modulo M kvazistacionární vzhledem k $(x_i - x_{i-1})^2$. Pro střední kvadratickou hodnotu rozdílu mezi vzorky můžeme psát

$$\overline{\Delta_{i,i-1}^{-2}} = \frac{M}{N} \sum_{k=1}^{N/M} (y_i[k] - y_{i-1}[k])^2 = (T_S + \Delta_{T_i} - \Delta_{T_{i-1}})^2 E\{(u'(t))^2\}, \quad (72)$$

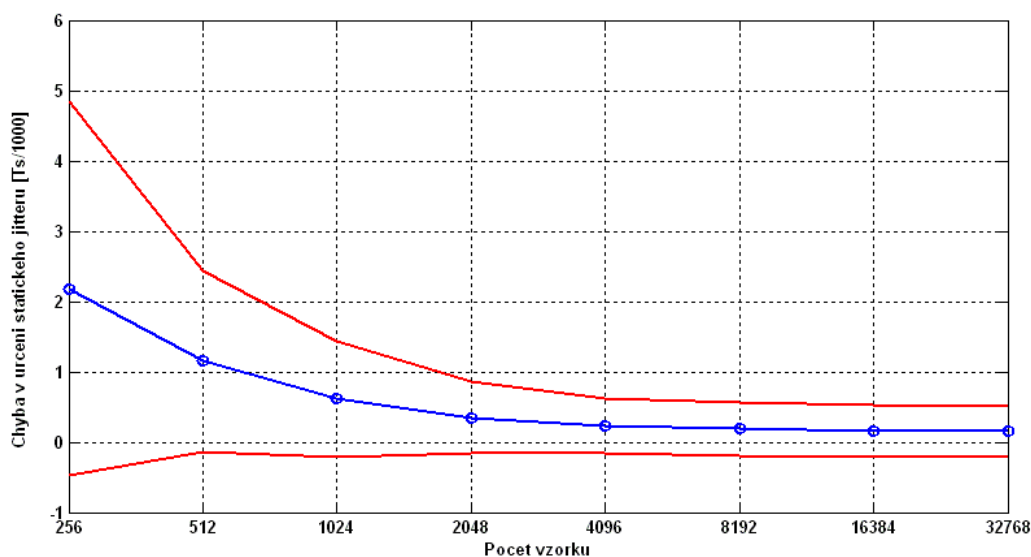
kde $E\{(u'(t))^2\}$ je střední kvadratická hodnota derivace vstupního signálu, která může, při splnění podmínky $\Delta_{T_i} \ll T_S$, být určena prostým rozdílem mezi jednotlivými vzorky vstupního signálu. Relativní hodnota chyby v časování vzhledem k prvnímu ADC, u kterého předpokládáme nulovou chybu, je

$$\Delta_{T_i} = \sum_{j=2}^i \left(\sqrt{\frac{\overline{\Delta_{j,j-1}^{-2}}}{\frac{1}{MT_S^2} \sum_{l=1}^M \overline{\Delta_{l,l-1}^{-2}}} - T_S} \right) \quad i = 2, 3, \dots, M. \quad (73)$$

Chybu časování je možné eliminovat například interpolací dat [20], která může být provedena i číslicovým filtrem [21].

Simulací systému časově prokládaného vzorkování na čtveřici převodníků byly vyšetřovány kvalitativní parametry odhadu chyby v časování po odstranění chyb offsetu a zesílení. Byla použita čtveřice ADC se vzorkovací frekvencí 400 MHz, chyba v časování byla pro každý převodník generována jako náhodná hodnota s rovnoměrným rozložením pravděpodobnosti na intervalu $\langle -0,1, 0,1 \rangle$ násobku vzorkovací periody. Sto náhodných Monte-Carlo běhů simulace bylo provedeno pro různý počet vzorků vstupního harmonického signálu a byla vyhodnocena střední hodnota a rozptyl rozdílu mezi skutečnou a odhadnutou hodnotou chyby časování. Výsledek simulace je na obr. 23. Jak vidíme, odhad chyby je vychýlený a nezpřesňuje se pro vyšší počet vzorků než je 4096. Dosažená přesnost v řádu jedné tisícin vzorkovací periody je ale postačující s ohledem na to, že bude ležet pod hranicí jitteru signálu hodin a projevy chybného určení budou tedy skryty v šumu

jednotlivých převodníků. Pokud bychom požadovali přesnější určení velikosti chyby časování, je nutné volit jiný charakter testovacího signálu, kterým byl v případě provedených simulací jednoduchý harmonický signál.



Obr. 23 Standardní odchylka (červená) a střední hodnota (modrá) chyby určení statické hodnoty jitteru (původně publikováno autorem práce v [22]).

Paralelně zapojené převodníky s časově prokládaným vzorkováním se v současnosti (druhá polovina 2010) opět po čase dostávají i do portfolia světových výrobců ADC (např. již starší typ AD12401 od Analog Devices [23] nebo novinka ISLA112P50 od společnosti Intersil [24]). Na trhu lze dále najít společnosti zabývající se vývojem algoritmů pro odhad a korekci chyb a jejich implementací v programovatelných logických obvodech (FPGA). Algoritmus který nevyžaduje žádný speciální vstupní signál a pracuje na pozadí, lze tak přímo implementovat do řetězce signálového zpracování [25].

8 ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ

Doposud byly signály zpracovávány časoměrným systémem považovány za obecné. Z principu metody ovšem plyne, že čas příchodu lze s dostatečnou mírou jednoznačnosti měřit pouze u signálů vykazujících alespoň minimální časový markant, tj. obsahující informaci měnící se v čase. Tato podmínka je samozřejmě do jisté míry splněna vždy, neboť vysílání spojitého neměnného se signálu nemá pro jakékoliv elektronické prostředky smysl. Jsou ale pochopitelně signály vhodné ke zpracování časoměrným systémem a naopak signály nevhodné, u kterých přesnost měření času příchodu je z jejich podstaty nízká (např. vlivem modulace). Do první skupiny patří širokopásmové signály různých datových komunikačních prostředků nebo impulsních radiolokátorů, do druhé potom například komunikační linky s malou šířkou pásma resp. nízkou modulační rychlostí (tzn. malou kapacitou).

Z hlediska správného návrhu jednotlivých částí (analogových i digitálních) přijímače časoměrného systému je tedy nutné mít zevrubné znalosti o charakteru signálů, které chceme zpracovávat. Radiolokační signály jsou nejčastějším typem signálů vstupujících do zpracování, ovšem jejich charakter může být velice rozdílný podle účelu (meteorologický vs. navigační) či konkrétního typu. Nejjednodušším signálem je impulsní signál s konstantní šířkou pulsu i periodou opakování. V současné době je ovšem tento případ spíše výjimečný, neboť jsou používány impulsy s měnící se nosnou frekvencí (frequency hopping), mnohdy s vnitroimpulsní modulací, např. lineární frekvenční (angl. chirp) či fázová modulace (kódy typu Barker, Frank, Zadoff-Chu, atd., viz např. [26]) a s různou délkou trvání. Perioda opakování jednotlivých impulsů navíc není konstantní, ale může se měnit po skupinách impulsů (v radarové terminologii označení „stagger“) či dokonce náhodně impuls od impulsu („jitter“). Všechny tyto modifikace původně jednoduchých signálů vedou ke zlepšení detekčních schopností, rozlišení i přesnosti radiolokátoru a zároveň zvyšují odolnost vůči různým (cíleným i necíleným) druhům rušení při současném snižování výkonu. Hovoříme potom o radarových systémech s nízkou pravděpodobností zachycení – LPI (Low Probability of Interception).

8.1 Stanovení TOA

Časoměrné systémy je z hlediska způsobu měření TDOA možno rozdělit do dvou skupin. První z nich soustředí signály z jednotlivých přijímacích senzorů pomocí komunikačních linek do jednoho místa, kde probíhá samotné měření TDOA. Tyto komunikační linky musí mít přesně definované tzv. přídavné zpoždění, tedy čas, který uplyne od zachycení signálu senzorem, až po jeho přenos na měřicí stanici. Jedná se o systémy centralizované neboli systémy s centrálním časem. Naopak

v případě, že jednotlivé senzory jsou sami schopné měřit TOA signálu a nadřazenému bloku poskytují jen definovanou informaci o signálu a nikoliv jeho přímou kopii, hovoříme o systémech distribuovaných neboli systémech s distribuovaným časem. U nich není nezbytné přenášet velké množství informací mezi jednotlivými senzory, bezpodmínečně je však nutná velmi přesná časová synchronizace jednotlivých senzorů tak, aby všechny pracovaly se stejnou osou času.

Nejčastějším principem měření času příchodu bylo v minulosti, a v mnoha případech přetrvává do současnosti, měření na náběžné hraně demodulovaného⁶ impulsu. Sledovanou veličinou je tedy změna amplitudy na výstupu přijímače, ideálně z úrovně tepelného šumu na úroveň vyšší. K úspěšné detekci signálu a odečtu TOA je obvykle potřeba, aby jeho výkon byl alespoň o 10 dB větší než výkon šumu. Samozřejmě řetězec zpracování signálu předřazený samotnému stanovení TOA prošel vývojem, od původní demodulující diody běžně dnes používanou například v měřících či indikátorech výkonu signálu, přes logaritmické zesilovače, až k dnešní digitalizaci signálu na mezifrekvenci a určení amplitudové obálky impulsu. Princip měření náběžné hrany demodulovaného impulsního signálu je však v mnohých časoměrných systémech stále zachován. Důvodem tohoto faktu je především snížení množství informací přenášených na centrální měřící stanici TDOA systému. Jinými slovy, přenosem video signálu místo signálu samotného snižujeme nároky na přenosovou kapacitu použitého komunikačního kanálu.

8.1.1 Mez přesnosti stanovení TOA resp. TDOA

Mez přesnosti odhadu jakéhokoliv parametru je možné vyčíslit na základě znalosti modelu signálu a šumu, kterým je signál zkreslen. Nejčastěji se přitom vyjadřuje pomocí Cramer Raovi dolní meze CRLB (Cramer Rao Lower Bound), která udává nejmenší teoretickou velikost rozptylu, jaké bychom mohli při nevychýleném odhadu určitého parametru dosáhnout. CRLB vychází ze znalosti rozložení pravděpodobnosti šumu, „ostrost“ této funkce potom rozhoduje o možnosti přesnějšího nebo méně přesného odhadu.

Rozptyl odhadu TOA je zcela jistě zdola omezen poměrem SNR a časovým průběhem signálu. Předpokládejme model signálu ve tvaru součtu původního impulsu a šumu. V souladu se zvyklostmi teorie signálů, budeme tedy i zde považovat šum za aditivní s konstantní spektrální výkonovou hustotou, která je

⁶ V praxi je demodulovaný signál běžně označován jako „video“. Toto pojmenování pochází z radarové techniky, kde video signál byl demodulovaný signál odražený cílem přivedený přímo na katodu obrazovky pro vizualizaci cíle.

omezena na frekvenční pásmo šířky B , šum a signál jsou vzájemně nekorelované. Můžeme psát

$$x[n] = s[n; \theta] + w[n] \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (74)$$

kde $s[n; \theta]$ jsou vzorky signálu, přičemž θ vyjadřuje obecný parametr, jehož dolní mez přesnosti odhadu určujeme (amplituda, frekvence, fáze, zpoždění, atd.), a $w[n]$ je šum s normálním rozložením pravděpodobnosti $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$, tj. s nulovou střední hodnotou a rozptylem σ^2 . Pro dolní mez odhadu parametru θ signálu s tímto modelem platí [29] (str. 36, vztah 3.14)

$$\text{var}(\hat{\theta}) \geq \frac{\sigma^2}{\sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{\partial s[n; \theta]}{\partial \theta} \right)^2}. \quad (75)$$

Hodnotu TOA můžeme chápat také jako zpoždění signálu vůči vhodně zvolenému počátku časové osy. Potom CRLB odhadu zpoždění τ_0 můžeme v souladu se (75) psát [30] (str. 105, rovnice 1.480)

$$\text{var}(\hat{\tau}_0) \geq \frac{1}{2 \frac{E}{N_0} \cdot B_{RMS}^2}, \quad (76)$$

kde E je energie signálu, N_0 je spektrální výkonová hustota a B_{RMS}^2 je tzv. efektivní šířka pásma signálu (někdy také označována jako Gaborova šířka) daná spektrálním průběhem signálu jako⁷

$$B_{RMS}^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |\tilde{X}(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |\tilde{X}(f)|^2 df}, \quad (77)$$

$\tilde{X}(f)$ je spektrum komplexní obálky $\tilde{x}(t)$ a f je frekvence. Efektivní šířka pásma vyjadřuje tedy střední kvadratickou hodnotu frekvence signálu.

Levá část jmenovatele ve vztahu (76) představuje poměr energie signálu k šumu, tedy parametr SNR. Dolní mez přesnosti odhadu TOA bude tedy klesat se vzrůstajícím odstupem signálu od šumu a zároveň je nepřímo úměrná jeho šířce

⁷ Vztah (77) předpokládá komplexní obálku signálu, tedy signál se střední frekvencí rovnou nule. Pokud je signál v analytickém tvaru s obecnou střední frekvencí, je třeba to zohlednit a střední hodnotu frekvence odečíst.

pásma. Jinak řečeno, čím rychlejší časové změny signál vykazuje (tj. čím větší je jeho efektivní šířka pásma), tím nižší hodnotu nabývá dolní mez odhadu přesnosti TOA. Je vhodné poznamenat, že uvedený vztah je teoretickým minimem, které lze pro signál s uvažovanými spektrálními charakterem dosáhnout. Nevypovídá nic o přesnosti konkrétní metody, která k nalezení odhadu TOA bude použita.

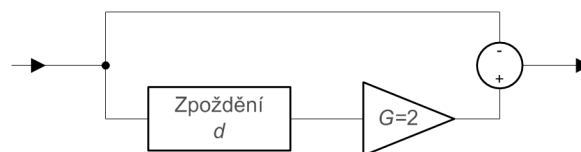
8.1.2 Přesnost TOA měřením na náběžné hraně amplitudové obálky

V tomto odstavci provedeme vyhodnocení přesnosti určení TDOA pomocí nezávislých měření TOA na dvojici senzorů. Nutným předpokladem je přítom společná časová osa obou přijímacích stanic, resp. dodržení konstantního zpoždění mezi zachycením signálu k jeho dopravení na stanici měřící.

O přesnosti TDOA rozhoduje rozptyl odhadu TOA na jednotlivých senzorech ($\sigma_{TOA_1}^2$ a $\sigma_{TOA_2}^2$), neboť platí

$$\sigma_{TDOA}^2 = \sigma_{TOA_1}^2 + \sigma_{TOA_2}^2. \quad (78)$$

Za čas příchodu signálu lze označit okamžik, kdy signál překoná nastavenou hodnotu – práh. Ke správnému stanovení prahu je třeba znát statistické vlastnosti šumu a zvolit akceptovatelnou pravděpodobnost falešného poplachu a k ní odpovídající pravděpodobnost detekce. Přesnost takového určení TOA bude ale zjevně velmi závislá na výkonu signálu, neboť při jeho vysoké amplitudě dojde k překročení prahu dříve než u signálu s malou amplitudou, který bude více „utopen“ v šumu. Snížení závislosti na amplitudě signálu, lze dosáhnout použitím detektoru s adaptivním prahem [31], který je nastaven na polovinu amplitudy impulsu. Efektivní implementace tohoto principu měření TOA – detektor s adaptivním prahem (ATD – Adaptive Threshold Detector) je popsána v obr. 24.



Obr. 24 Detektor s adaptivním prahem

Signál je rozdělen do dvou větví, z nichž jedna je zpožděná o čas d a zároveň je v ní zesilovač se zesílením rovným dvěma. Následuje rozdíl obou větví a hledání průsečíku výsledné funkce nulou. Tento princip určení TOA je možné použít jak v analogové, tak i digitální podobě. Problém nastává v případě malých amplitud signálu (nízké hodnoty SNR), kdy je obtížné nalézt správný průsečík nulou. Ten se vlivem šumu může nacházet i mimo dobu trvání nebo naopak žádný průsečík s nulou v této oblasti neleží. Je nutné rozšířit měření TOA o funkci detektoru signálu.

Konkrétním provedením se v této části textu nebudeme věnovat a budeme vyšetřovat závislost přesnosti odečtu TOA resp. následné TDOA stanovením průsečíku funkce popsané v obr. 24 s nulou.

Rozhodující vliv na funkci ATD bude jistě mít velikost zpoždění zavedeného do zesílené větve signálu. Zdola je jeho hodnota omezena nejdelší možnou náběžnou hranou impulsu, shora potom nekratším impulsem, který systémem chceme zpracovat. Tyto dvě hodnoty se mohou samozřejmě překrývat.

Přesnost budeme zkoumat na modelu příjmu signálu digitálním přijímačem. V souladu s předchozím textem byl vytvořen generátor komplexní obálky signálu s možností volby druhů vnitroimpulsní modulace uvedených v kapitole 5.1 (pro způsob stanovení TDOA v rámci této kapitoly jsou samozřejmě způsoby komprese impulsů méně významné, ale bude využita dále). Pomocí následné filtrace vygenerovaného signálu je upravena strmost náběžné resp. sestupné hrany impulsu.

Šum vytvořený jako náhodná veličina s Normálním rozdělením pravděpodobnosti amplitud s nulovou střední hodnotou a jednotkovým rozptylem je rovněž frekvenčně omezen a to filtrem odpovídajícím mezifrekvenčnímu filtru ve skutečném přijímači (v případě provedených simulací dolní propust typu IIR pátého řádu s Čebyševskou aproximací charakteristiky). Protože generujeme komplexní obálku signálu, je i šum nutné generovat jako komplexní. To je provedeno generováním nezávislých náhodných vektorů pro reálnou a imaginární složku. Vzorkovací frekvence vytvořených signálů je 400 MSps, šířka pásma filtru omezujícího šum potom 125 MHz. Popsaný systém disponuje okamžitou šířkou pásma 250 MHz.

Signál je dále podroben amplitudové demodulaci čímž získáme průběh amplitudové obálky (viz odstavec 4.2) a odstraníme ze signálu vyšší frekvenční složky. Můžeme tak provést snížení vzorkovacího kmitočtu – decimaci (podrobněji v odstavci 7.1). Faktor decimace má přitom zásadní vliv na dosažitelnou přesnost měření TOA a při jejím vyhodnocení bude jedním z parametrů. Filtr jež je součástí decimačního řetězce má propustné pásmo do 5 MHz a útlum 80 dB od poloviny frekvence vzorkování po decimaci. Tím zamezíme zrcadlení eventuálních spektrálních složek signálu ležících ve vyšších Nyquistových zónách (vzhledem k vzorkování na výstupu decimace) do zóny první.

Samotná funkce stanovení TOA spočívá, jak bylo uvedeno výše, v určení polohy průsečíku výstupu ATD nulou. V našem modelu bude použita větev signálu zpožděná o 100 ns. Zpřesnění odečtené hodnoty TOA je provedeno proložením přímky v blízkém okolí (4 vzorky) průsečíku s nulou. Abychom měli srovnání s výstupy simulací odhadu TDOA uvedených dále, budeme chybu měření ATD

vyjadřovat jako standardní odchylku odhadu TDOA, nikoliv jak by se dalo očekávat jako chybu TOA. K tomu nám poslouží dvojice generovaných signálů.

Výsledky simulací jsou zobrazeny formou závislosti standardní odchylky odhadu TDOA na SNR druhého signálu při konstantním SNR signálu prvního, a to pro různou hodnotu délky náběžné hrany a faktoru decimace. Pro každou hodnotu SNR a uvedený parametr bylo provedeno 1000 Monte Carlo náhodných odběhů simulace. V každém odběhu je hodnota TDOA volena jako náhodná proměnná s rovnoměrným rozložením pravděpodobnosti na intervalu $\langle 5,15 \rangle$ μs .

Ze zobrazených průběhů v obr. 25 až obr. 31 vidíme, že i pomocí tohoto v principu jednoduchého způsobu určení času TOA lze dosáhnout relativně dobrých výsledků a standardní odchylka určení TDOA klesá od cca 15 ns ($\text{SNR}_1 = \text{SNR}_2 = 9$ dB) až k jednotkám nanosekund v případě vyšších hodnot SNR. Vyšší standardní odchylku můžeme pozorovat u signálů s menší efektivní šířkou pásma (omezených filtrem s menší šířkou pásma), které nedisponují strmou náběžnou hranou a funkce ATD je tak více ovlivněna šumem. Tento rozdíl by pro konkrétní použité délky náběžných hran měl být smazán použitím decimačního filtru, neboť jak bylo uvedeno, šířka propustného pásma je 5 MHz. Vzhledem k popsanému způsobu návrhu tohoto filtru (vždy útlum 80 dB od poloviny vzorkovací frekvence po decimaci nezávisle na její konkrétní hodnotě) je ale volbou decimačního poměru dána i úroveň potlačení složek signálu mezi koncem propustného (5 MHz) a začátkem nepropustného pásma. Tyto složky se pak více či méně uplatňují a způsobí rozdíl ve výsledcích.

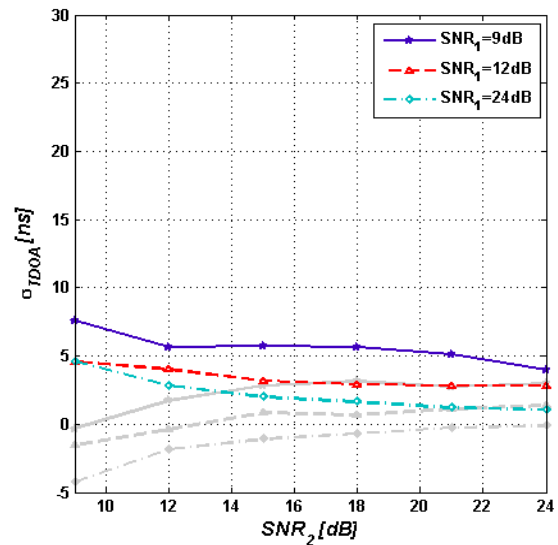
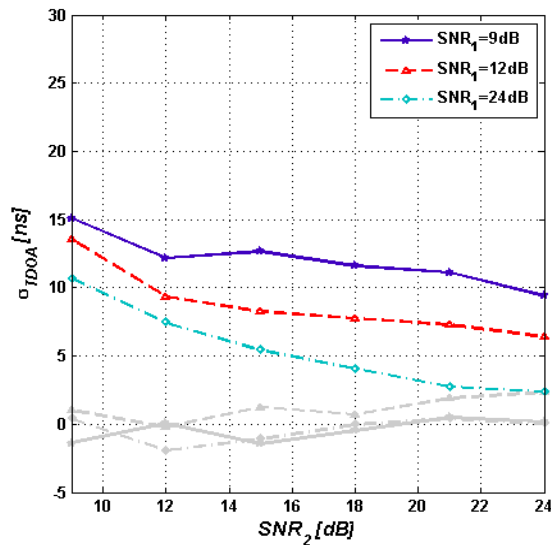
Z výsledků simulací je dále zřejmé, že ATD ke správné funkci potřebuje SNR obou signálů alespoň 9 dB. Pro nižší hodnoty nelze výsledky charakterizovat pomocí standardní odchylky a střední hodnoty, neboť rozložení pravděpodobnosti chyby určení TDOA nevykazuje Gaussovský charakter, obsahuje odlehle hodnoty, které jsou produktem nedokonalé funkce ATD při takto významně zkresleném signálu.

Mezi jednotlivými druhy vnitroimpulsní modulace nevidíme výrazné rozdíly, což je očekávaný fakt, neboť pracujeme pouze s amplitudovou informací a frekvenční ani fázová modulace by se tak neměla projevit. Typ modulace má ale i vliv na průběh amplitudové obálky impulsu, zejména pokud jde o modulace fázové, kde se skokově mění amplituda kvadrurních složek signálu. Vlivem šumu a konečné rychlosti změny fáze v důsledku filtrace, dochází totiž k poklesu amplitudy v místech fázových změn a tím může dojít i k ovlivnění funkce ATD, zejména při použití vyšších hodnot decimačního faktoru (viz obr. 30 vlevo). Tento nedostatek se projeví zejména u krátkých impulsů s vnitroimpulsní fázovou modulací.

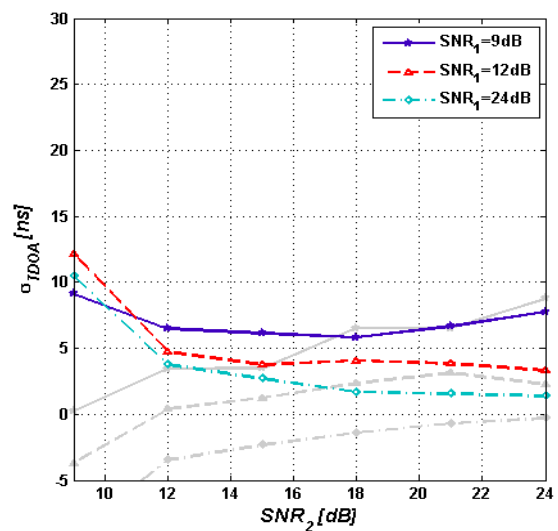
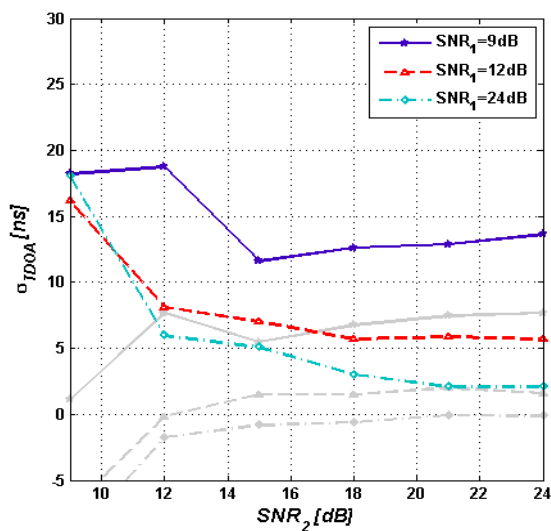
Průběhy v obr. 31 ukazují závislost standardní odchylky chyby v určení TDOA na faktoru decimace (použitá decimace 4, 8 a 16 odpovídá výstupnímu vzorkování

času 100, 50 a 25 MSps) pro dvě různé hodnoty trvání náběžné hrany impulsu a konstantní SNR_1 (12 dB). Opět se uplatňuje zlepšení přesnosti při rychlejší náběžné hraně. Kromě toho je zřejmé, že pro vysoký stupeň decimace (16) vykazuje chyba určení TDOA vysokou střední hodnotu, tedy odhad TDOA je vychýlený.

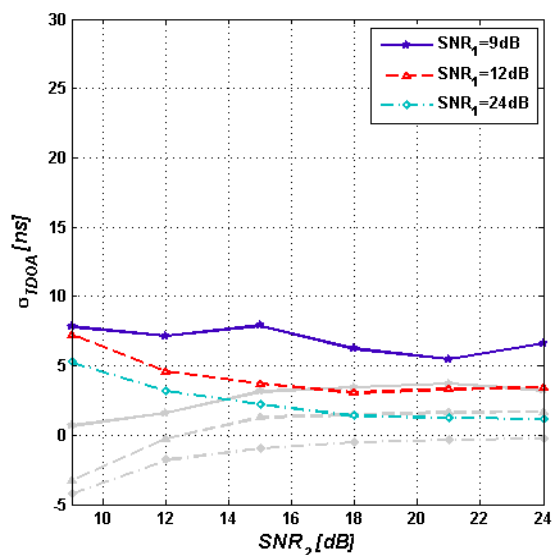
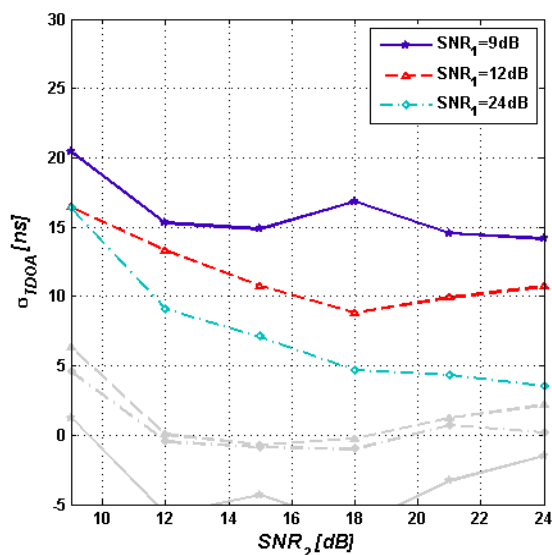
Přes všechny uvedené nedostatky je ale z výsledků simulace zřejmé, že ATD poskytuje velmi dobrý poměr dosažitelné přesnosti stanovení TOA resp. TDOA k náročnosti provedení a jeho adaptace z původně analogového zpracování ve zpracování číslicovém má tedy opodstatnění. Výhodou jsou zejména relativně nízké nároky na komunikační kanál mezi jednotlivými senzory systému a měřicí stanicí a již zmíněná nízká algoritmická a výpočetní náročnost. Naopak, ATD není optimální z hlediska potřebného minimálního SNR signálů, jehož hodnota je v porovnání s dále uvedenými metodami relativně vysoká. Jak je patrné z výsledků simulací, často poskytuje vychýlený odhad TDOA a je třeba provést kalibraci podle odečtené amplitudy signálu. Dalším omezením je potom délka trvání náběžné hrany resp. minimální šířka impulsu ve vztahu ke zpoždění aplikovaném v ATD. Řešením tohoto problému může být například zavedení několika paralelních větví a výběr té z nich, kde nastavené zpoždění vyhovuje změřenému PW. A konečně, ATD je založen na měření náběžné hrany demodulovaného impulsu. Existuje ale celá řada signálů, které nemají, v simulacích uvažovaný, lichoběžníkový průběh obálky a kde tedy měření TDOA popsaným principem není buď vůbec možné (signály se spojitou nosnou vlnou - CW), nebo bude zatíženo značnou chybou (např. signály systému TACAN – TACTical Air Navigation [32]).



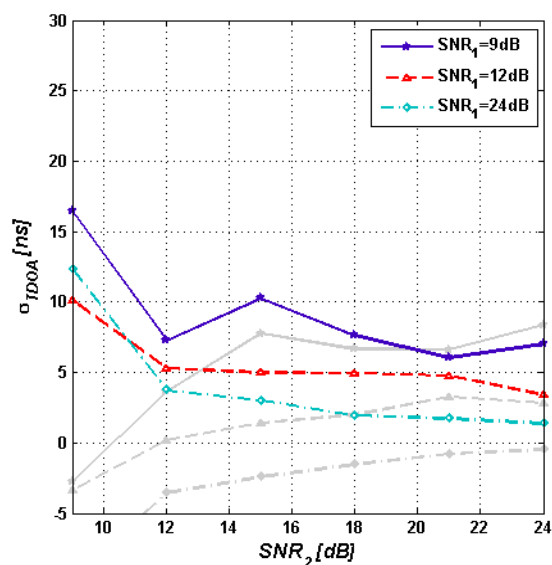
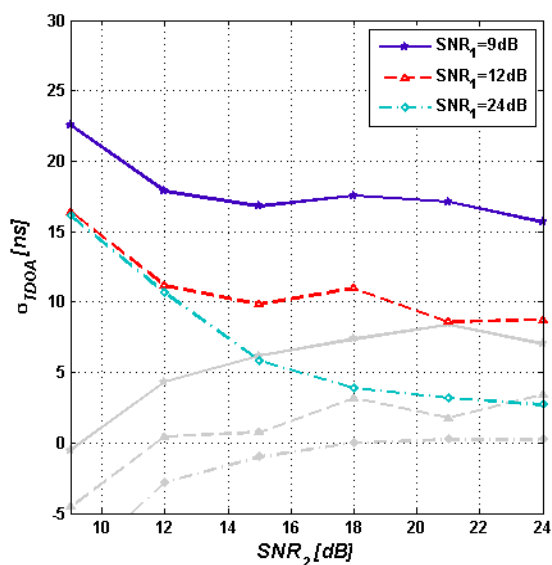
Obr. 25 Směrodatná odchylka určení TDOA metodou ATD jako funkce SNR signálu 2, při konstantní hodnotě SNR signálu 1. Decimace průběhu amplitudové obálky 4, impuls bez vnitřní modulace, PW = 1 μ s. Náběžná hrana 100 ns (vlevo) resp. 10 ns (vpravo).



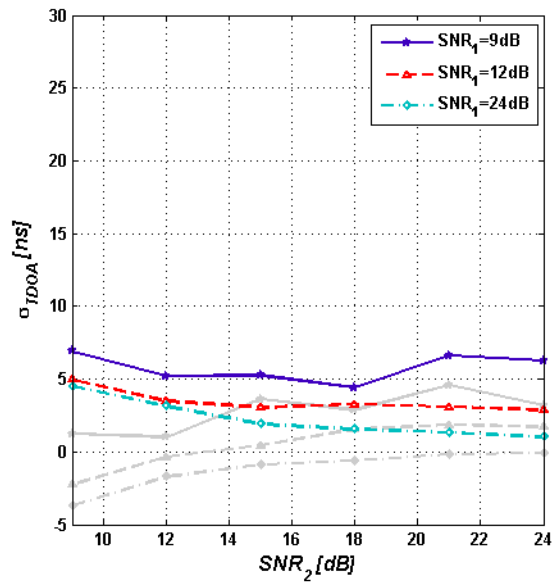
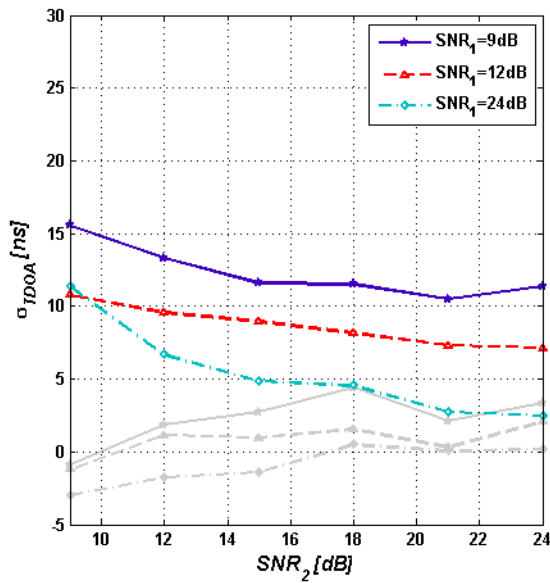
Obr. 26 Směrodatná odchylka určení TDOA metodou ATD jako funkce SNR signálu 2, při konstantní hodnotě SNR signálu 1. Decimace průběhu amplitudové obálky 8, impuls bez vnitřní modulace, PW = 1 μ s. Náběžná hrana 100 ns (vlevo) resp. 10 ns (vpravo).



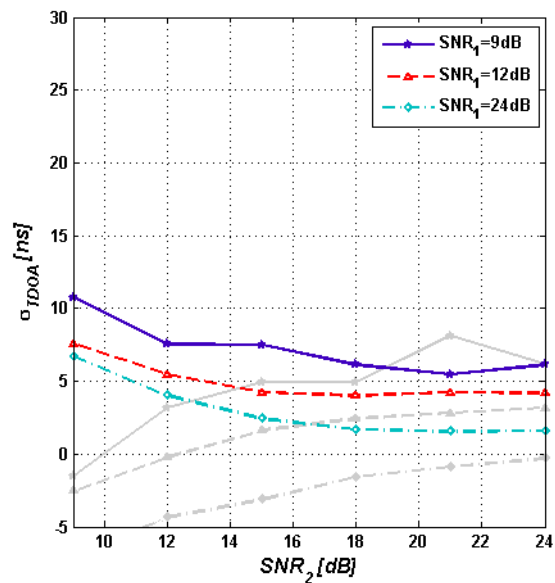
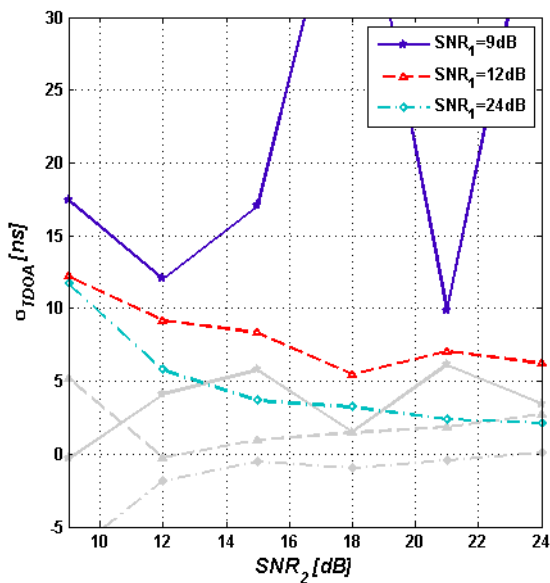
Obr. 27 Směrodatná odchylka určení TDOA metodou ATD jako funkce SNR signálu 2, při konstantní hodnotě SNR signálu 1. Decimace průběhu amplitudové obálky 4, impuls s lineární frekvenční modulací se zdvihem 10 MHz, PW = 1 μ s. Náběžná hrana 100 ns (vlevo) resp. 10 ns (vpravo).



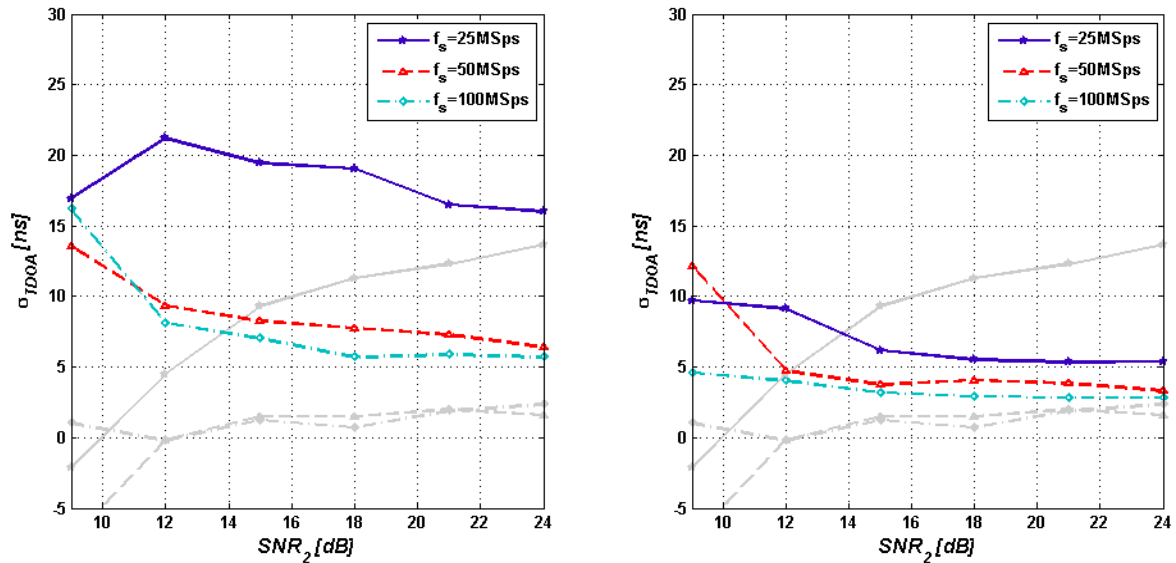
Obr. 28 Směrodatná odchylka určení TDOA metodou ATD jako funkce SNR signálu 2, při konstantní hodnotě SNR signálu 1. Decimace průběhu amplitudové obálky 8, impuls s lineární frekvenční modulací se zdvihem 10 MHz, PW = 1 μ s. Náběžná hrana 100 ns (vlevo) resp. 10 ns (vpravo).



Obr. 29 Směrodatná odchylka určení TDOA metodou ATD jako funkce SNR signálu 2, při konstantní hodnotě SNR signálu 1. Decimace průběhu amplitudové obálky 4, impuls s fázovou modulací Barker13, PW = 1 μ s. Náběžná hrana 100 ns (vlevo) resp. 10 ns (vpravo).



Obr. 30 Směrodatná odchylka určení TDOA metodou ATD jako funkce SNR signálu 2, při konstantní hodnotě SNR signálu 1. Decimace průběhu amplitudové obálky 8, impuls s fázovou modulací Barker13, PW = 1 μ s. Náběžná hrana 100 ns (vlevo) resp. 10 ns (vpravo).



Obr. 31 Směrodatná odchylka určení TDOA metodou ATD jako funkce SNR signálu 2, pro různé hodnoty faktoru decimace, při konstantní $SNR_1 = 12$ dB. Impuls bez vnitřní modulace, $PW = 1$ μ s. Náběžná hrana 100 ns (vlevo) resp. 10 ns (vpravo).

8.1.3 Přesnost TDOA vzájemnou korelací amplitudové obálky

Další metodou k určení TDOA signálů, jejíž vlastnosti budeme vyšetřovat je použití vzájemné korelační funkce (CC – Cross Correlation) definované pro dvojici komplexních diskrétních posloupností (signálů) s_1 a s_2 jako

$$R[m] = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-m-1} s_1[n+m] \cdot s_2^*[n] & m \geq 0 \\ R^*[-m] & m < 0 \end{cases} \quad (79)$$

Odečtením maxima vzájemné korelační funkce dostaneme maximálně věrohodný odhad (MLE – Maximum Likelihood Estimate) parametru TDOA [34]. Rozhodující vliv na vlastnosti odečtu TDOA bude mít jistě délka použitého časového okna, tedy N v rovnici (79) vyjadřující počet vzorků signálů vstupujících do výpočtu. Ten je dán maximálním zpožděním mezi signály odpovídající vzdálenosti stanic systému a očekávaným průběhem vzájemné korelační funkce. Pro typickou konfiguraci (vzdálenost 30 km) je maximální hodnota zpoždění 100 μ s. Předpokládáme dále, že amplitudově významné komponenty bude vzájemná korelační funkce obsahovat do zpoždění menší než ± 10 μ s, z čehož nám vychází délka časového okna na cca 120 μ s.

K výpočtu vzájemné korelační funkce musíme mít oba signály k dispozici na měřící stanici systému. Přenos plných vzorkovaných signálů můžeme obejít, podobně jako tomu je v případě ATD, amplitudovou demodulací signálu na každém ze senzorů, následnou decimací a přenosem signálů s nižší šířkou pásma a tedy s nižšími nároky

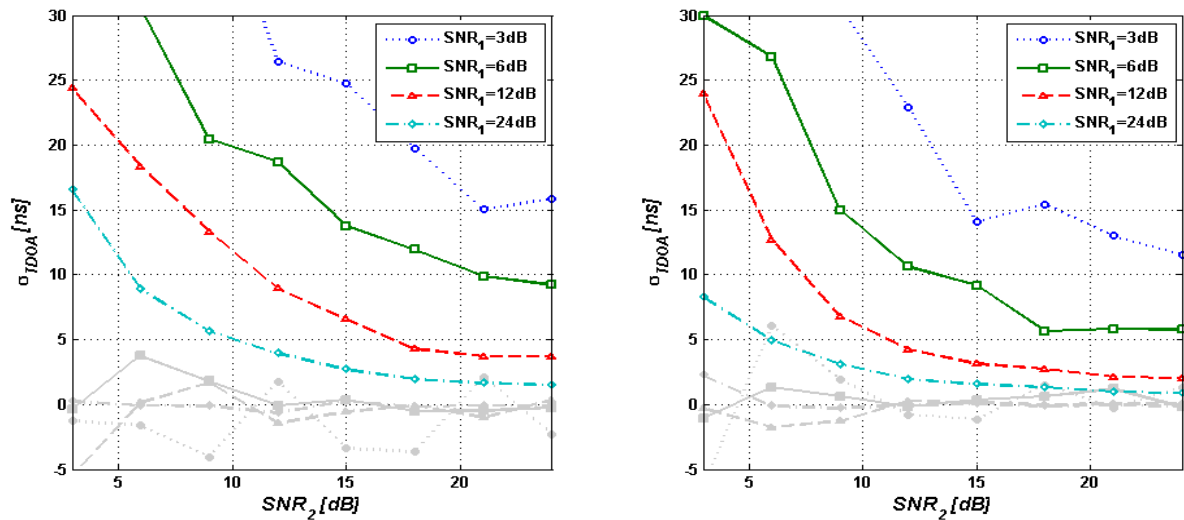
na kapacitu komunikačních linek. Stejně jako ATD ani tato metoda nepracuje s informací o fázi signálu.

Vyhodnocení přesnosti uvedeným postupem bylo opět provedeno numerickou simulací se stejnou třídou signálů, jako v předchozí kapitole. Pracujeme s diskrétním signálem a proto je odečtená poloha maxima CC interpolována parabolickou křivkou tak, abychom odečet TDOA zpřesnili a nebyli omezeni jen na časovou osu danou vzorkováním.

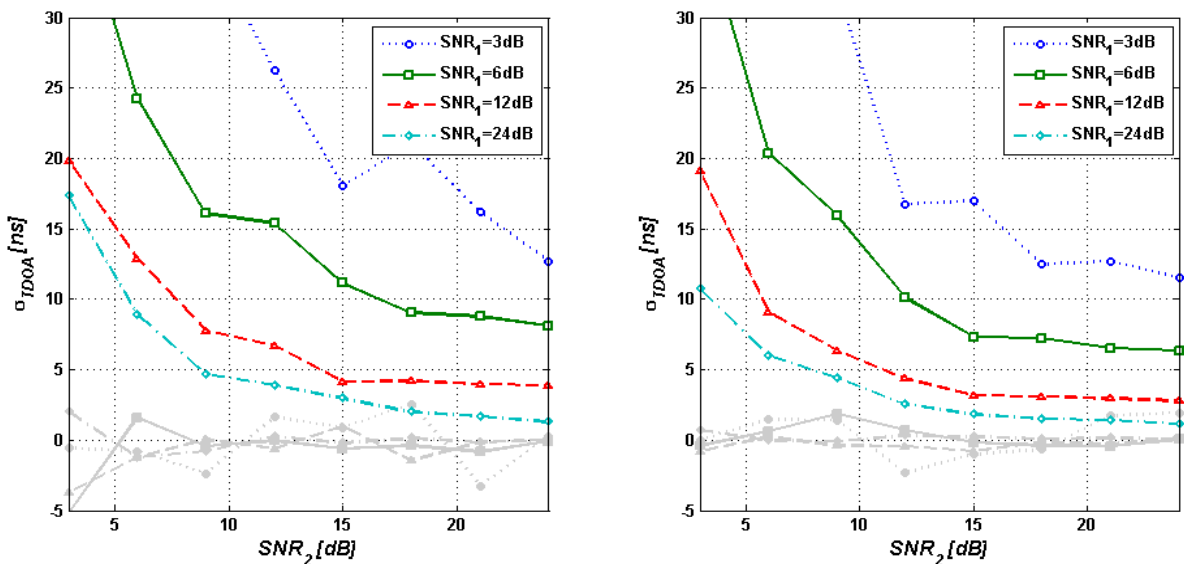
Výsledky prezentované stejnou formou jako v předchozím případě jsou uvedeny v obr. 32 až obr. 37. Všimněme si, že rozdíl od ATD je odhad metodou korelace nevychýlený, jeho standardní odchylka se asymptoticky blíží k nule. Jeho chování je stejné i pro nízké hodnoty SNR obou signálů (zobrazeny vzhledem k zachování stejné osy jako u výstupů ATD, jsou výsledky pro SNR = 3 dB). Z odečtené hodnoty standardní odchylky je ale zřejmé, že pro takto slabé signály bude chyba určení polohy časoměrným systémem vysoká. Na druhé straně je ale nutné zmínit, že oproti ATD je v tomto případě možné určit polohu i u letounu, který se stejným výkonem bude signál vysílat na vzdálenosti dvakrát větší. Zvýšení vzdálenosti odpovídá totiž druhé odmocnině rozdílu výkonu signálů, a rozdíl v SNR 6 dB tak odpovídá signálu s dvakrát menším výkonem.

Hodnoty odchylky TDOA pro impuls bez modulace (obr. 32) jsou v případě decimačního faktoru 4 srovnatelné s výsledky ATD. Při výstupní vzorkovací rychlosti 50 MSps (decimační faktor 8) je hodnota odchylky TDOA nižší než u decimace 4. Výjimkou jsou jen vysoké hodnoty SNR, kdy při nižším stupni decimace dojde k potlačení větší části spektra šumu (již zmíněný vliv filtru). Problém nastane v případě zpracování úzkých impulsů, kdy při decimaci 8 nemáme k dispozici dostatečný počet vzorků.

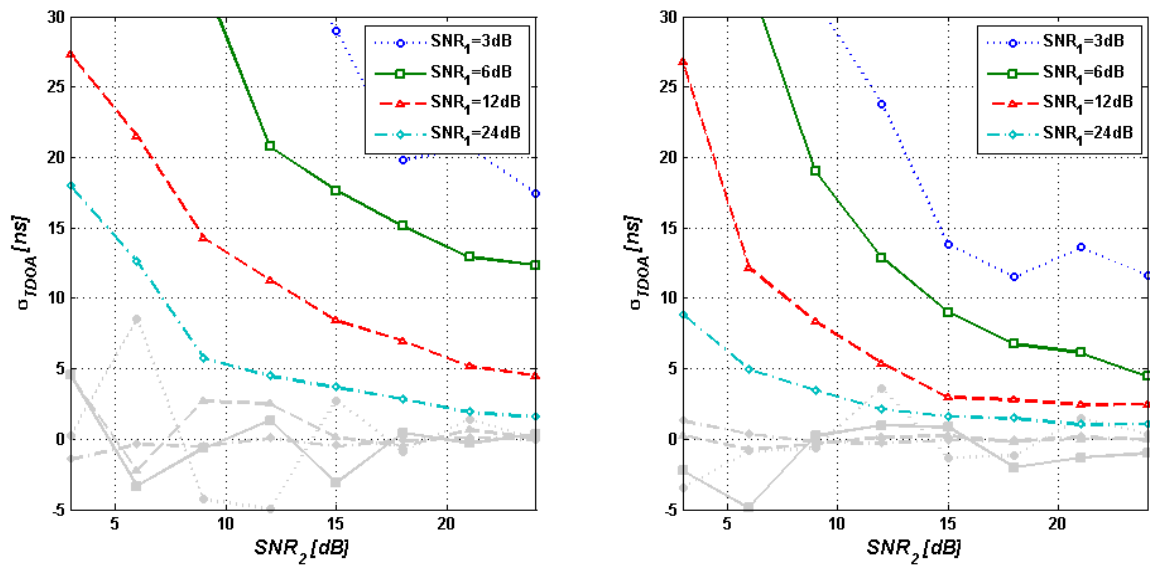
U impulsů s vnitroimpulsní fázovou modulací (obr. 36) je patrný vliv příznivějšího průběhu autokorelační funkce i v případě demodulovaného signálu. Projeví se v předešlém odstavci diskutovaný pokles amplitudy způsobený konečnou rychlostí změny fáze jeho komplexních složek. Menší chybu TDOA pozorujeme přitom u signálů s delší náběžnou hranou, neboť ta způsobí významnější poklesy v průběhu amplitudové obálky a tím zároveň ostřejší maximum vzájemné korelační funkce, což je opačný jev v porovnání s průběhy pro ATD.



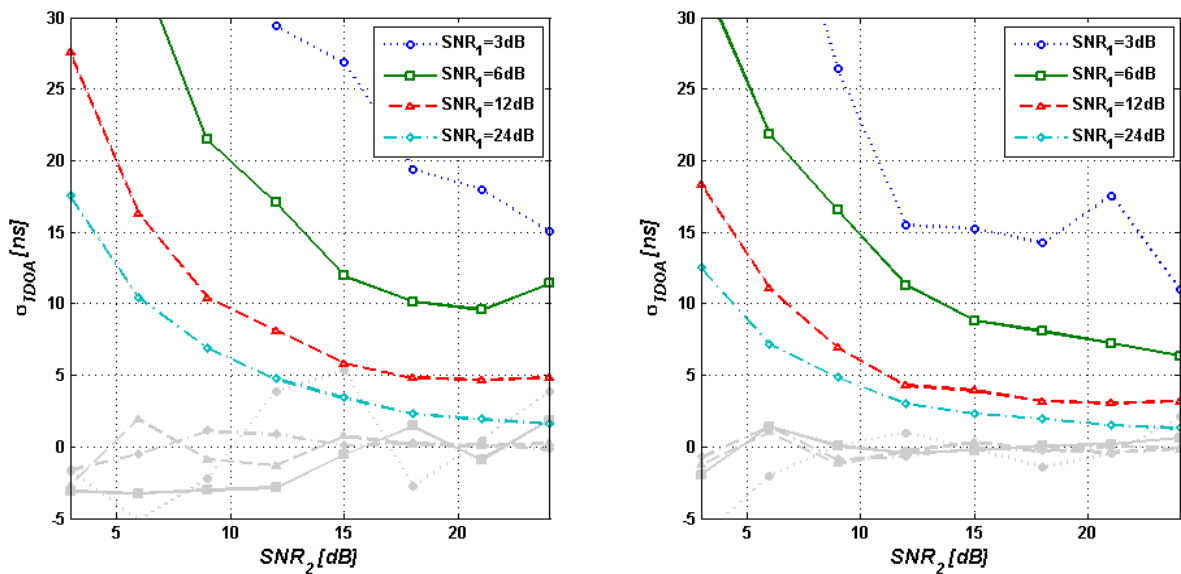
Obr. 32 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací amplitudových obálek jako funkce SNR signálu 2, při konstantní hodnotě SNR signálu 1. Decimace čtyřmi, impuls bez vnitřní modulace, PW = 1 μ s. Náběžná hrana 100 ns (vlevo) resp. 10 ns (vpravo).



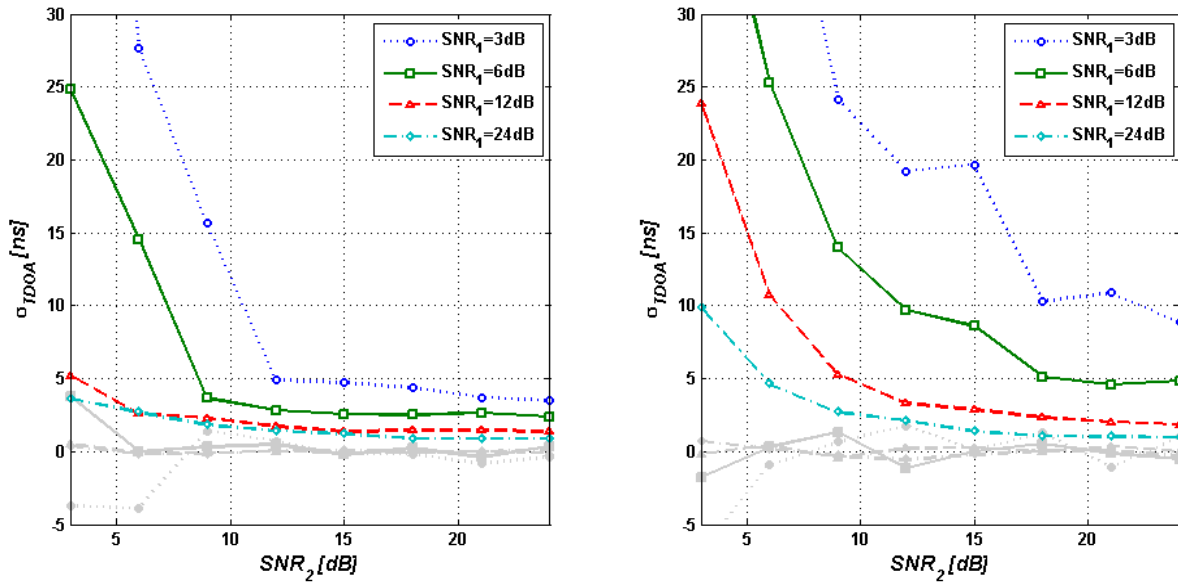
Obr. 33 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací amplitudových obálek jako funkce SNR signálu 2, při konstantní hodnotě SNR signálu 1. Decimace osmi, impuls bez vnitřní modulace, PW = 1 μ s. Náběžná hrana 100 ns (vlevo) resp. 10 ns (vpravo).



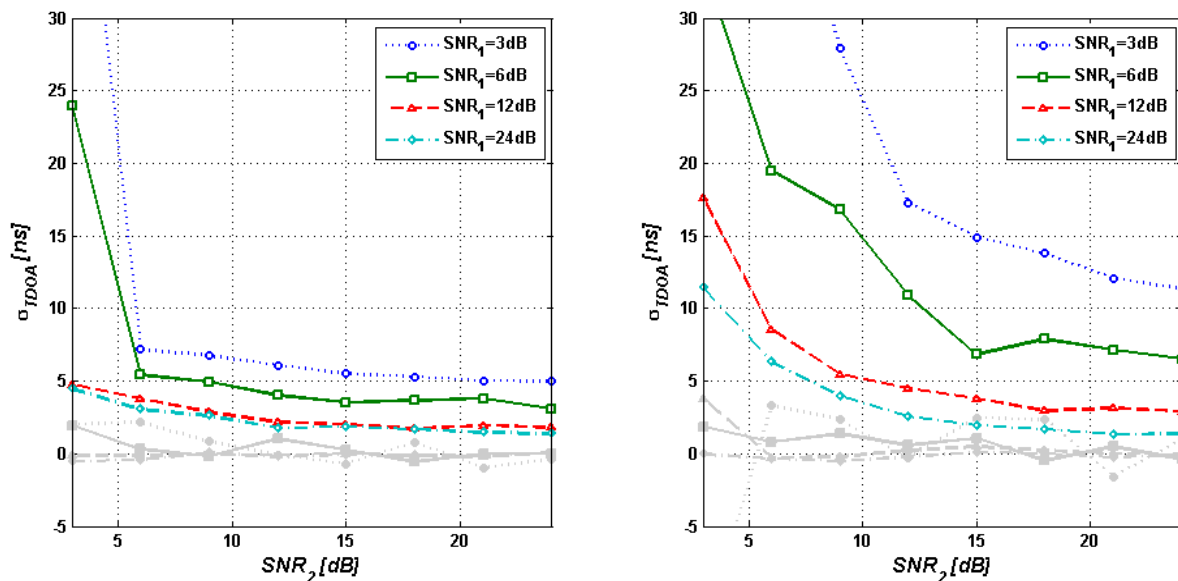
Obr. 34 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací amplitudových obálek jako funkce SNR signálu 2, při konstantní hodnotě SNR signálu 1. Decimace čtyřmi, impuls s lineární frekvenční modulací se zdvihem 10 MHz, PW = 1 μ s. Náběžná hrana 100 ns (vlevo) resp. 10 ns (vpravo).



Obr. 35 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací amplitudových obálek jako funkce SNR signálu 2, při konstantní hodnotě SNR signálu 1. Decimace osmi, impuls s lineární frekvenční modulací se zdvihem 10 MHz, PW = 1 μ s. Náběžná hrana 100 ns (vlevo) resp. 10 ns (vpravo).



Obr. 36 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací amplitudových obálek jako funkce SNR signálu 2, při konstantní hodnotě SNR signálu 1. Decimace čtyřmi, impuls s fázovou modulací typu Barker13, PW = 1 μ s. Náběžná hrana 100 ns (vlevo) resp. 10 ns (vpravo).



Obr. 37 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací amplitudových obálek jako funkce SNR signálu 2, při konstantní hodnotě SNR signálu 1. Decimace osmi, impuls s fázovou modulací typu Barker13, PW = 1 μ s. Náběžná hrana 100 ns (vlevo) resp. 10 ns (vpravo).

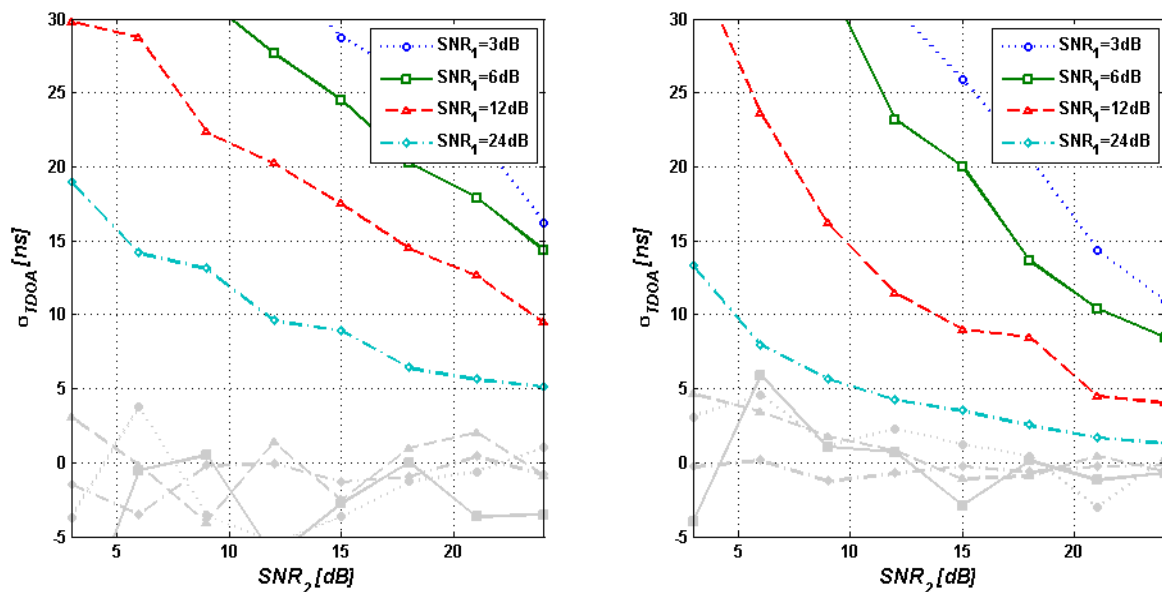
8.1.4 Přesnost TDOA korelací komplexních obálek

Následující odstavec je věnován určení přesnosti TDOA metodou vzájemné korelace, teď ovšem neprovedeme demodulaci a decimaci signálu. Korelace bude určena přímo ze vzorků komplexní amplitudové obálky. Přenosová kapacita komunikačních kanálů určených k soustředění signálů v měřící stanici tímto krokem několikanásobně naroste a není možné signály přenášet jako nepřetržité datové

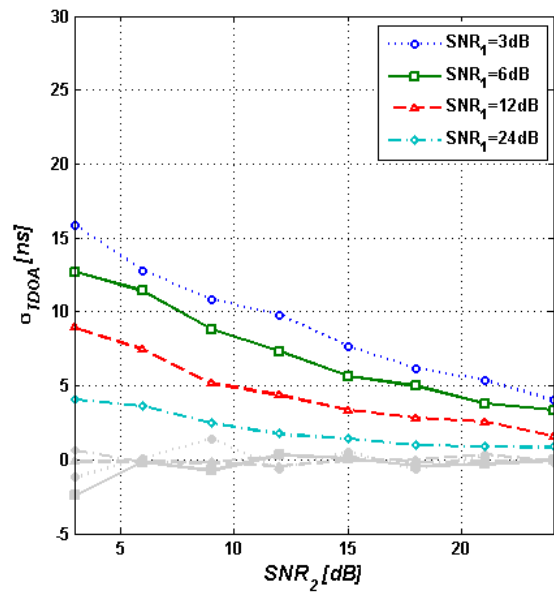
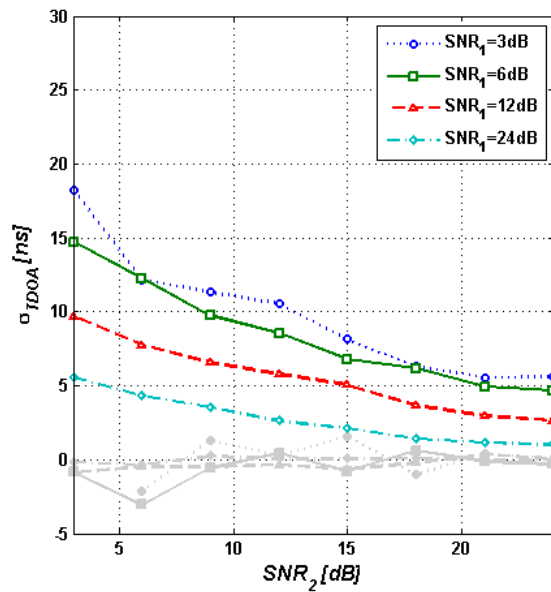
toky. V hustém signálovém prostředí, např. příjem signálu Dopplerovského radiolokátoru s velmi vysokou opakovací frekvencí ([33], kap. 4) potom můžeme očekávat komplikace v podobě zahlcení přenosových linek. V odvětví komunikací ale dochází k velmi dynamickému vývoji a lze oprávněně předpokládat, že problém dostupnosti potřebných přenosových kapacit bude časem překonán.

Simulovaný model pro vyhodnocení chyby TDOA je totožný s modelem v předchozích odstavcích. Výsledky prezentované opět formou grafické závislosti standardní odchylky TDOA jako funkce SNR jsou uvedeny v obrázcích dole. Dle předpokladu je odhad TDOA nevychýlený, jehož odchylka se asymptoticky blíží k nulové hodnotě pro vysoké SNR.

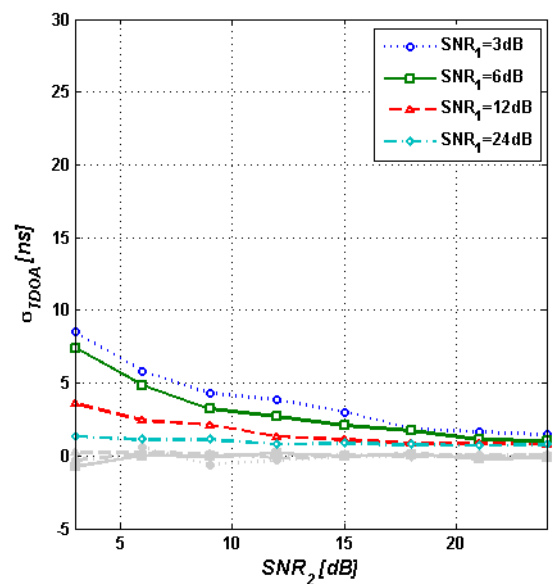
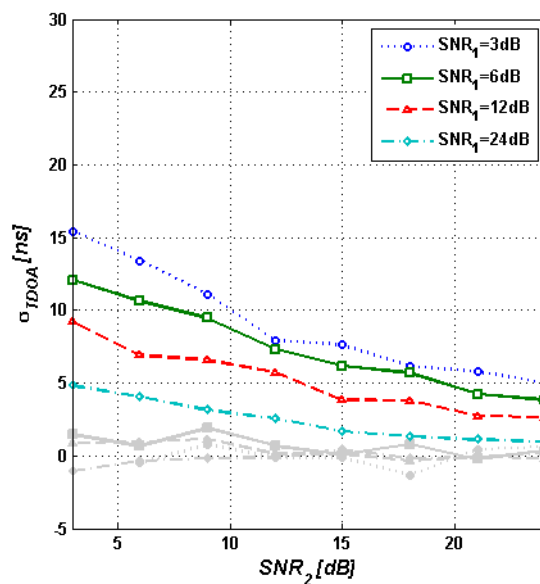
Signál bez vnitřní modulační modulační neposkytuje žádnou další informaci, a proto je chyba TDOA dokonce vyšší než u korelace s demodulací signálů. To je přirozené, protože nepoužíváme žádnou filtraci a nedojde tak ke zmenšení vlivu šumu. Naopak u signálů modulovaných vidíme, že i pro nízké SNR jsou chyby určení TDOA do 20 ns v případě pomalejších náběžných hran, resp. do 10 ns pro strmější náběžné hrany. S relativně malou chybou jsme tímto způsobem schopni vyhodnotit i případy, kdy výkon jednoho ze signálů bude nižší než výkon šumu ($SNR = -3$ dB).



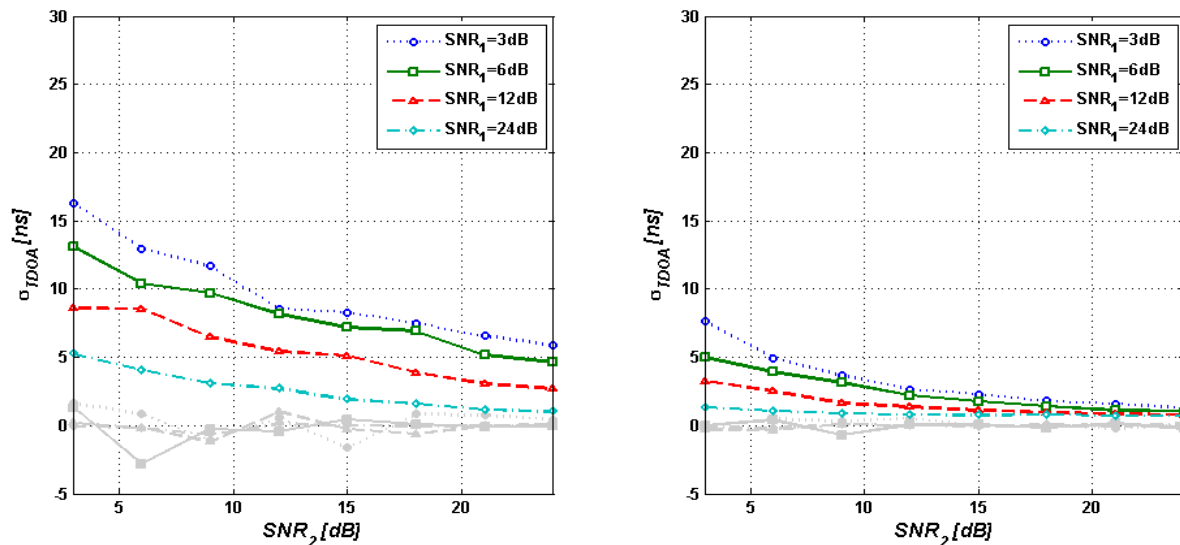
Obr. 38 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací komplexních obálek jako funkce SNR signálu 2, při konstantní hodnotě SNR signálu 1. Impuls bez vnitřní modulační, PW = 1 μ s. Náběžná hrana 100 ns (vlevo) resp. 10 ns (vpravo).



Obr. 39 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací komplexních obálek jako funkce SNR signálu 2, při konstantní hodnotě SNR signálu 1. Impuls s lineární frekvenční modulací se zdvihem 10 MHz, PW = 1 μ s. Náběžná hrana 100 ns (vlevo) resp. 10 ns (vpravo).



Obr. 40 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací komplexních obálek jako funkce SNR signálu 2, při konstantní hodnotě SNR signálu 1. Impuls s fázovou modulací typu Barter13, PW = 1 μ s. Náběžná hrana 100 ns (vlevo) resp. 10 ns (vpravo).



Obr. 41 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací komplexních obálek jako funkce SNR signálu 2, při konstantní hodnotě SNR signálu 1. Impuls s fázovou modulací Frankovým kódem, PW = 1 μ s. Náběžná hrana 100 ns (vlevo) resp. 10 ns (vpravo).

8.1.5 Funkce neurčitosti

Model signálu uvedený v odstavci 8.1.1 předpokládá, že cíl i přijímače systému se během vysílání resp. zachycení signálu nepohybují, tj. mají nulovou rychlost. U přijímačů je tento předpoklad naplněn, neboť zatím jsou časoměrné systémy koncipovány jako stacionární. Pro cíle už je ale předpoklad nesprávný, neboť tyto jsou naopak prakticky vždy v pohybu. Do modelu signálu bychom tedy měli zavést další prvek - Dopplerův frekvenční posuv.

Podobně jako u měření času nemá pro TDOA systém smysl uvažovat absolutní velikost Dopplerova frekvenčního posuvu, ale pouze jeho relativní hodnotu vzhledem ke dvojici senzorů. Uvažujeme tedy rozdíl v kmitočtu, tj. FDOA (Frequency Differences Of Arrival, též někdy označovaný jako DD – Differential Doppler). Tento parametr nám dává nejen možnost určit vektor rychlosti letounu, ale také rozšířit soustavu rovnic popisující výpočet polohy (viz rovnice (2)). Podobně, jako TDOA odpovídá hyperboloid, odpovídá totiž konstantnímu Dopplerovu posuvu množina bodů možného výskytu jeho zdroje. Teoreticky tak při dostatečné přesnosti FDOA můžeme snížit počet přijímacích senzorů, či zmenšit vzdálenost (tzv. báze systému) mezi nimi. Kombinovaná metoda TDOA/FDOA lokalizace a možnosti výpočtu polohy je popsána např. v [35] nebo [3], kap. 6.6.

Velikost FDOA závisí na rychlosti cíle a směru jeho pohybu vůči přijímacím stanicím. Uvažujeme-li konfiguraci stanic do hvězdy (viz obr. 4), pak nejvyšší hodnotu parametru FDOA bude mít cíl pohybující se po spojnici mezi přijímači. Platí

$$FDOA_{MAX} = f_{d_1} - f_{d_2} = 2f_c \frac{v}{c}, \quad (80)$$

kde f_c je nosná frekvence signálu, v rychlost cíle a c rychlost šíření signálu (rychlost světla). Při rychlosti 1000 km/h a nosné frekvenci 10 GHz dostaneme vyčíslením (80) hodnotu cca 18 kHz (odpovídá délce jedné periody cca 50 μ s) jako nejvyšší možnou hodnotu FDOA. Obvyklou hodnotu pro cíle mimo tuto extrémní trajektorii můžeme uvažovat do 5 kHz (perioda 200 μ s). Na určení zpoždění tedy rozdíl ve frekvenčním posuvu obou signálů nebude mít vliv neboť jejich doba trvání je mnohem kratší, než právě perioda Dopplerova frekvenčního posuvu.

Maximálně věrohodný odhad FDOA získáme pomocí vzájemná funkce neurčitosti (CAF – Cross (též někdy Complex) Ambiguity Function) [38]. Její absolutní hodnota určuje korelaci signálů pro zpoždění τ a frekvenční posuv Δf . Jedná se v podstatě o korelační funkci určenou ve dvou rozměrech – čas a frekvence. Pro spojité signály je definována jako

$$CAF(\tau, \Delta f) = \int_0^T s_1(t) \cdot s_2^*(t + \tau) e^{j2\pi\Delta f t} dt. \quad (81)$$

Nabývá maxima pro takovou hodnotu τ a Δf které odpovídají časovému zpoždění a frekvenčnímu posuvu mezi signály s_1 a s_2 . Mimo jiné je CAF základním matematickým nástrojem identifikace pohybujících se objektů u koherentních systémů. Pro výpočet CAF diskrétních signálů lze rovnici (81) přepsat do tvaru

$$CAF[l, k] = \sum_{n=0}^{N-1} s_1[n] \cdot s_2^*[n+l] e^{j2\pi nk}, \quad (82)$$

kde n vyjadřuje příslušný vzorek signálu, N je celkový počet vzorků vstupujících do výpočtu, τ je časové zpoždění ve vzorcích a k je posuv v digitální frekvenci resp. zlomek frekvence vzorkovací. Existují v zásadě tři přístupy výpočtu CAF z uvedeného vztahu. První je přímá implementace odpovídající výpočtu sumy součinů, druhá využívá podobnosti vztahu (82) se vztahem pro vzájemnou korelační funkci⁸ a poslední potom shody s výpočtem diskrétní Fourierovi transformace (implementované jako FFT). Výhodou přímé implementace a využití korelace je v možnosti volby počtu frekvenčních posuvů pro které chceme CAF určit a to nezávisle na volbě počtu posunů časových. V případě užití FFT je taková volba možná jen částečně a je dána konkrétní implementací algoritmu FFT a počtu spektrálních komponentů, které na jejím výstupu chceme použít. Porovnáním

⁸ Pro frekvenční posuv $k=0$ dostáváme vztah pro vzájemnou korelační funkci (79).

výpočetní náročnosti všech tří postupů dojdeme k závěru [36], že metoda FFT je výpočetně nejúspornější.

Kromě implementace vztahu (82), však existují i metody postupného výpočtu [37], dále přibližné metody decimací signálu v čase [39] či velmi výpočetně úsporná metoda určení CAF pomocí krátké integrace [40], kap. 7.5.8. Výpočet CAF je v dnešní době i pro velmi dlouhé intervaly signálů realizovatelný, čehož důkazem jsou zejména koherentní systémy pracující v reálném čase, kde se počet vzorků vstupujících do výpočtu CAF pohybuje v řádů statisíců [4], [5], [41], [42].

V případě časoměrných systémů narazíme ovšem na problém s rozlišením CAF v ose frekvence. Vzhledem k časově omezenému trvání jednotlivých impulsních signálů totiž nemůžeme, jako bychom to udělali v případě radiolokátoru s ozářením spojitou vlnou, zvyšovat délku integrace. Rozlišení v jednotlivých osách CAF je

$$\Delta_{FDOA} = \frac{f_s}{N} \quad \text{resp.} \quad \Delta_{TDOA} = \frac{1}{f_s}, \quad (83)$$

kde f_s je vzorkovací kmitočet signálu. Zatímco rozlišení v ose časového zpoždění je stejné jako u vzájemné korelační funkce, ve frekvenci by pro impulsy s malou dobou trvání bylo v jednotkách MHz, v nejlepším případě desítkách kHz. Srovnáme-li tyto hodnoty s uvedenou běžnou hodnotou Dopplerova frekvenčního posuvu (do 5 kHz) zjistíme, že FDOA není možné pro impulsní signály stanovit. Ze stejného důvodu se potom vliv různého Dopplerova kmitočtu nemůže projevit v přesnosti odečtu TDOA. Na druhou stranu je ale na tomto místě vhodné zmínit přínos CAF v případě, že přijímaný signál nemá významné časové markanty (komunikační signály, CW radiolokátory, atd.), kde naopak není možné použít například ATD k určení TOA a jedinou možností je použití vzájemné korelační funkce, nebo právě funkce neurčitosti.

8.2 Detekce signálu

Časoměrný systém v kontextu v jakém o něm zde hovoříme, neslouží jen pro stanovení polohy letounu resp. vysílače signálu, ale je rovněž zdrojem informací o něm. Podle charakteru signálu je možné určit přesný typ palubního prostředku (a potažmo typ letounu), který byl k jeho vysílání použit a je tak smysluplné se signálem dál pracovat i v případě, že odečtená hodnota TOA bude zatížena velkou chybou, nebo nedojde k současnému zachycení signálu na více přijímacích senzorech.

Metody pro detekci a zpracování velmi slabých signálů, například i s výkonem nižším než výkon šumový, využívají zlepšení citlivosti přijímače zúžením frekvenčního pásma, tj. rozdělením původního širokého pásma do několika užších kanálů se

kterými pracujeme paralelně⁹. Tak dochází ke snížení výkonu šumu v každém kanálu v porovnání s širokopásmovou variantou příjmu. Rozdělení je možné provést celou řadou metod, které ale v zásadě můžeme označit za metody popisující signál v časově-frekvenční rovině. Jde o převod signálu z roviny času do dvojdimenzionálního prostoru čas-frekvence. Jinými slovy, tato distribuce popisuje vývoj spektra signálu v závislosti na čase.

V této kapitole se budeme věnovat popisu a porovnání výhod a nevýhod vybraných metod, přičemž budeme sledovat jejich výpočetní náročnost a užité vlastnosti. Časově-frekvenční distribuce, které zde zmíníme spadají do kategorie lineárních, naopak nebudeme se zabývat distribucemi kvadratickými (Wignerova, Cohenovy třídy), jenž jsou výpočetně náročnější a navíc se u nich objevuje problém se současným zpracováním více signálů v důsledku vzájemné interakce jejich obrazů [43], [44]. Do kategorie lineárních distribucí patří krátkodobá Fourierova transformace STFT (Short-Time Fourier Transform) a vlnková transformace WT (Wavelet Transform). Zatímco u STFT je šířka pásma všech kanálů konstantní, WT disponuje kanály se stejnou relativní šířkou pásma, tj. jejich šířka se zdvojnásobí se zdvojnásobením střední frekvence kanálu. Šumový výkon se tedy u WT nerozděluje do výstupních kanálů stejným dílem a citlivost tak napříč kanály není ekvivalentní. Detekční schopnosti jsou v jednotlivých kanálech různé, což použití WT v našem případě fakticky znemožňuje. Základní dále uvažovanou transformací je proto STFT, přičemž její aplikace na signál odpovídá použití banky filtrů [45] (označované jako „analyzující banka filtrů“).

8.2.1 Detekce v časové oblasti

Proveďme nejprve rozbor detekce signálu v časové oblasti tak, abychom mohli později vyhodnotit přínos rozdělení signálu do paralelních kanálů. Detekce přitom probíhá na demodulovaném průběhu amplitudové obálky (video signál).

Nejjednodušší způsob provedení detektoru je porovnání amplitudy každého vzorku signálu s nastavenou hodnotou prahu. Analyticky můžeme pravděpodobnost detekce popsat vztahem ([27], kap. 9.6)

$$P_d = 1 - \int_0^{th} \frac{r}{\sigma^2} I_0 \left(\frac{rA}{\sigma^2} \right) e^{-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}} dr, \quad (84)$$

⁹ Ekvivalentem z oblasti komunikací je systém s frekvenčním multiplexem, kdy je více komunikačních kanálů s různou nosnou frekvencí používáno současně.

kde $I_0(x)$ je modifikovaná Besselova funkce nultého řádu, A je amplituda signálu, kterou vyjadřujeme pomocí SNR a th jako horní mez integrace je nastavená hodnota prahu. Rozložení pravděpodobnosti použité v integrálu uvedeného vztahu je rozložení Riceovo.

Poněkud sofistikovanější jsou metody detekce založené na integraci průběhu demodulované obálky signálu. Pro detektor integrující N vzorků získáme analytické vyjádření pravděpodobnosti detekce jako

$$P_d = 1 - \int_0^{th} \frac{1}{2\sigma^2} \left(\frac{z}{NA^2} \right) I_{N-1} \left(\frac{A\sqrt{Nz}}{\sigma^2} \right) e^{-\frac{z^2+NA^2}{2\sigma^2}} dz, \quad (85)$$

kde $I_{N-1}(x)$ je modifikovaná Besselova funkce prvního řádu.

Vztahy (84) a (85) byly použity pro vykreslení závislosti pravděpodobnosti detekce v závislosti na SNR signálu. K nalezení hodnoty th , tj. prahu detektoru, je třeba zvolit pravděpodobnost falešného poplachu systému P_{FA} . Protože budeme porovnávat hodnoty s různým počtem integrovaných vzorků, zvolíme místo konstantního P_{FA} konstantní čas mezi falešnými poplasy T_F , přičemž platí

$$P_{FA} = \frac{N}{T_F \cdot f_s}, \quad (86)$$

kde N je stejně jako výše počet vzorků použitých při integraci a f_s je vzorkovací frekvence signálu na výstupu integrátoru. U dále vykreslených závislostí byly použity hodnoty $T_F = 10$ ms, a $N = 16, 32$ a 64 vzorků.

Stanovení hodnoty prahu spočívá v nalezení rozložení pravděpodobnosti šumu signálu. V souladu s běžným postupem předpokládáme, že k signálu je v přijímači přičten šum typu AGN s Normálním rozložením pravděpodobnosti s nulovou střední hodnotou a rozptylem daným šumovou teplotou systému a šířkou pásma, tj. $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$.

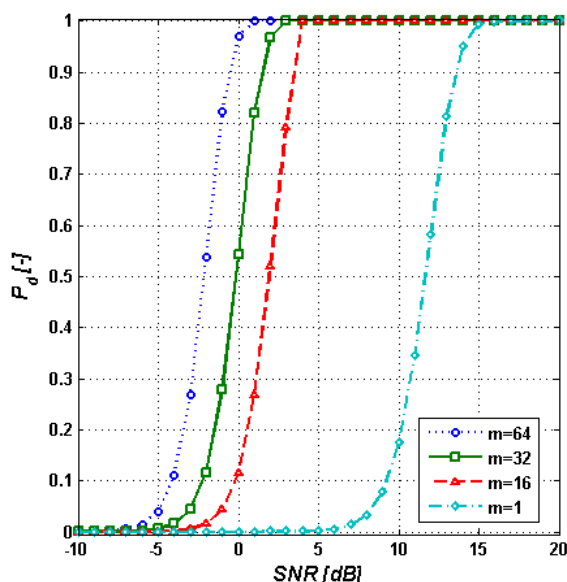
Po demodulování signálu (určením absolutní hodnoty z jeho komplexních složek, viz kap. 4.2) přejde rozložení z Normálního na Rayleighovo $\mathcal{R}(\sigma)$ a hodnotu prahu můžeme pak vyjádřit jako

$$th = \sqrt{-2\sigma^2 \ln(P_{FA})}. \quad (87)$$

Poněkud složitější je určení prahu pro detektor s integrací vzorků. Jeho hodnotu určujeme iterací ze vztahu pro pravděpodobnost, že signál překročí velikost prahu, která je dána vztahem [46]

$$p = e^{-th} \sum_{r=0}^{N-1} \frac{th^r}{r!}. \quad (88)$$

Závislost pravděpodobnosti detekce na SNR ukazuje obr. 42. Je vidět, že integrace snižuje potřebnou hodnotu SNR k úspěšné detekci signálu až na hodnotu -0,25 dB (pravděpodobnost detekce 95%). Naopak v případě detekce s porovnáváním každého vzorku individuálně vidíme, že 95 procentní pravděpodobnosti detekce je dosaženo až při SNR 14 dB.



Obr. 42 Pravděpodobnost detekce signálu z průběhu amplitudové obálky jako funkce SNR pro různě dlouhé integrační intervaly.

Způsobů integrace signálu v rovině času je samozřejmě více, než popsaná metoda součtu po sobě jdoucích vzorků. Liší se nejen složitostí implementace, ale například i různou odolností vůči tzv. výstřelkovému šumu, který v našem případě zvyšuje pravděpodobnost falešného poplachu, pokud je energie špičky dostatečně veliká. Výše uvedené vztahy přirozeně s výstřelkovým šumem nepočítají a jeho projevy tak vykreslené charakteristiky nepokrývají.

8.2.2 STFT s váhováním oknem

Diskrétní podobu STFT definujeme jako ([48], kapitola 11)

$$STFT[n, k] = \sum_{m=n}^{n+(L-1)} x[m] w[n-m] e^{-j(2\pi k/L)m} \quad k = 0, \dots, L-1, \quad (89)$$

kde $w[m]$ je okno použité k analýze signálu $x[m]$, definované v rozsahu 0 až $L-1$, index n vyjadřuje jednotlivé vzorky a k je číslo frekvenčního kanálu se středním normalizovaným kmitočtem k/L . Mocninou určeného průběhu STFT ($|STFT[n, k]|^2$) získáme spektrogram, tj. jeden ze základních způsobů časově-frekvenčního popisu signálů. Jednotlivé výstupní kanály spektrogramu ve frekvenční ose mají proti vstupnímu signálu omezený frekvenční rozsah a je proto možné

provést decimaci v čase před aplikací vztahu (89), tj. nepočítat STFT s každým novým vzorkem signálu, ale vždy s krokem M vzorků. Maximální faktor decimace, za předpokladu použití ideálního filtru a komplexního signálu, je shora omezen požadovaným počtem výstupních kanálů K , platí tedy

$$M \leq K. \quad (90)$$

Volba typu a délky analyzujícího okna je zásadní pro další vlastnosti systému. Musí být kompromisem mezi rozlišením v čase a frekvenci, neboť okna s dobrým rozlišením v čase poskytují horší rozlišení ve frekvenci a naopak. Hodnoty rozlišení jsou dány efektivní dobou trvání T_{RMS} resp. efektivní šířkou pásma B_{RMS} (viz vztah (77) v odstavci 8.1.1) signálu. Pro časově spojitý signál jsou tyto veličiny popsány jako

$$T_{RMS}^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 x^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt} \quad \text{resp.} \quad B_{RMS}^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 X^2(f) df}{\int_{-\infty}^{\infty} X^2(f) df}. \quad (91)$$

Jmenovatel v tomto vztahu vyjadřuje energii signálu, která se navzájem rovná v případě časového průběhu signálu $x(t)$ i jeho spektrálního obrazu $X(f)$. Například trojúhelníkové okno se stejnou dobou trvání jako okno obdélníkové má tedy v důsledku mocniny času v čitateli levé rovnice vztahu (91) efektivně kratší dobu trvání, tj. lepší časové rozlišení, a naopak má větší efektivní šířku pásma, tj. menší rozlišení ve frekvenci. Z toho je také zřejmé, že obdélníkové okno poskytuje naopak nejlepší rozlišení ve frekvenci v porovnání s kterýmkoliv jiným průběhem okna.

Rozlišení není ovšem jediným faktorem, který při použití okna sledujeme, je jím zejména odstup nežádoucích frekvenčních komponentů (postranních laloků), které vznikají konvolucí spektrálního obrazu signálu a okna (tento jev je běžně označován jako „prosakování spektra“). Používáme totiž násobení v oblasti času, kterému odpovídá konvoluce v oblasti frekvence. Nežádoucí postranní laloky mohou překrýt slabý signál na blízkých frekvencích a znemožnit tak jeho detekci. V tomto ohledu vykazuje obdélníkové okno naopak nejhorší parametry, neboť odstup nejbližšího postranního laloku na diskrétních frekvencích $\pm 1/L$ je pouze cca 13 dB (a klesá s faktorem 6 dB na oktávu). Na druhé straně potom stojí okno typu Blackman-Harris s rozlišením ve frekvenci o cca dvojnásobku okna obdélníkového, ovšem s potlačením nežádoucích spektrálních složek >90 dB. Podobně jako má frekvenční rozlišení použitého okna zásadní vliv na počet užitečných kanálů STFT, má jeho délka a rozlišení v čase zásadní vliv na volbu faktoru decimace, tj. výstupní vzorkovací periodu STFT. Volba délky okna přitom vychází z doby trvání přijímaných signálů a přesto, že teoreticky prodlužování okna vede ke zvyšování poměru signálu

k šumu na výstupu STFT (a tím ke zvýšení zisku zpracování), právě u signálů s malou dobou trvání je tomu naopak. Po odeznění signálu jsou totiž na výstup STFT akumulovány pouze vzorky šumu. Nabízí se přímočaré řešení spočívající ve výpočtu několika STFT s různou délkou okna a následným výběrem toho z nich, které poskytne nejlepší poměr SNR na svém výstupu. Vzrůst výpočetní náročnosti takového postupu je ale zřejmý a odpovídá množství počítaných STFT.

Existuje způsob jak zlepšit parametry detekce pro různě dlouhé signály s malým zvýšením výpočetní náročnosti. Spočívá v použití tzv. nekoherentní integrace [49], která generuje vyhlazené spektrogramy, definované jako

$$I_q[m, k] = \sum_{r=1+O_q(m-1)}^{O_q m} |STFT[rM, k]|^2, \quad (92)$$

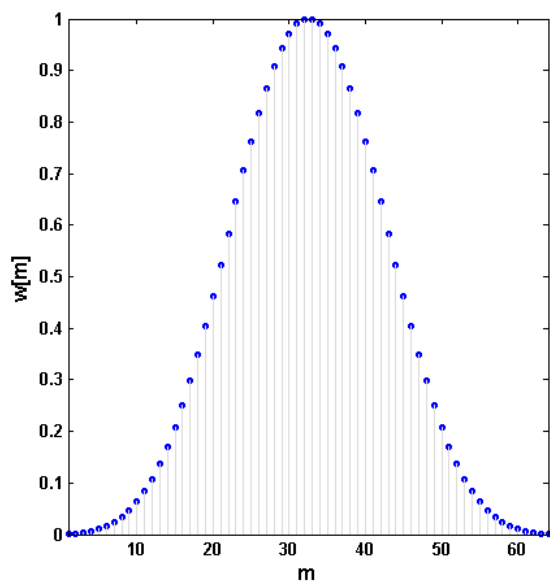
kde m a k , stejně jako ve vztahu (89), určují diskrétní čas, resp. index výstupního kanálu integrátoru, O_q je délka integrátoru s indexem q a M je faktor decimace výstupu STFT. O počtu použitých integračních kanálů rozhoduje různorodost délky vstupních signálů, nejmenší počet je přitom dva, a to integrátor s délkou jedna a integrátor s délkou odpovídající nejdelšímu signálu. Chceme-li dosáhnout maximálního zisku procesu nekoherentní integrace, musíme volit délku integrátoru stejnou jako je doba trvání vstupního signálu. Obvykle je přitom délka jednotlivých integrátorů volena tak, aby vzájemně mohly využívat výsledky kratších z nich a tím se dále minimalizovaly výpočetní nároky. Omezíme se tak na integrátory se vzájemně soudělnými délkami.

Model příjmu signálu použitý v kapitole určení přesnosti TDOA byl využit i pro vyšetření závislosti pravděpodobnosti detekce signálu na SNR. Připomeňme, že pracujeme se vzorkovací frekvencí 400 MSps a šířkou pásma 250 MHz, signál je komplexní. Volba okna musí respektovat dynamický rozsah zpracování tak, aby případné slabé signály nebyly detekovány v kanálu ve kterém se objevují jako parazitní složky. Požadavek na potlačení nežádoucích kmitočtů je dán DR použitého převodníku v součtu se ziskem STFT zpracování. Pro impuls s šířkou rovnou nebo větší délce okna L , je zisk zpracování daný vztahem

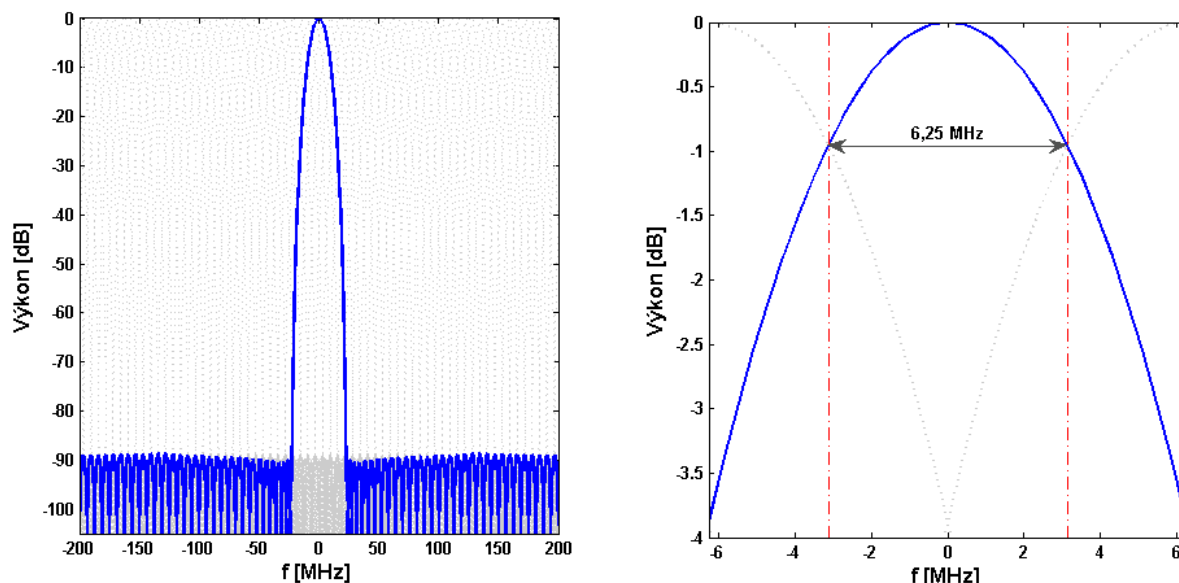
$$G_p = \frac{L}{2l_i B_n}, \quad (93)$$

kde l_i jsou ztráty dané spektrálním průběhem okna pro kmitočet signálu a B_n je ekvivalentní šumová šířka pásma okna v porovnání s oknem obdélníkovým. Zvolme Tailorovo okno s délkou 64 vzorků (viz obr. 43), potlačením postranních laloků ≥ 90 dB a z toho vyplývající šířkou hlavního laloku cca dvojnásobek šířky obdélníkového okna. Vyčíslením (93) potom dostaneme maximální zisk 12 dB

(při $l_i = 1$, tj. signál uprostřed pásma). Modulová charakteristika navržené banky filtrů pro celé pásmo je vykreslena v obr. 44. Šířka pásma jednoho kanálu je 6,25 MHz a minimální zisk zpracování po odečtu ztráty 1 dB na okraji pásma je tedy 11 dB.



Obr. 43 Zvolený průběh váhovací funkce - Taylorovo okno



Obr. 44 Modulová charakteristika použitého okna (vlevo) a detail propustného pásma (vpravo). Šedá čára ukazuje charakteristiky ostatních kanálů, červeně je vyznačena šířka pásma nultého kanálu.

Volba faktoru decimace je závislá na časovém rozlišení použitého okna. Taylorovo okno má časovou šířku 37,5 % své délky. Faktor decimace tedy zvolíme tak, aby výstupní vzorkovací frekvence respektovala toto rozlišení ($M \leq 0,375 \cdot L = 24$), například $M=20$. Výstupní osa času STFT bude potom vzorkována frekvencí 20 MHz, což pro uvedenou šířku pásma kanálu je hodnota postačující.

V souladu s předchozím popisem zvolíme $O_1=1$, $O_2=4$ a $O_3=16$. Rychlost vzorkování času na výstupech těchto integrátorů je určena vztahem

$$f_{sO_q} = \frac{f_s}{M \cdot O_q}, \quad (94)$$

tj. 20, 5 a 1,25 MHz a zisk zpracování přibližně odpovídající druhé odmocnině z délky integrátorů je 0, 3 a 6 dB. Při délce integrátorů s krokem rovnajícím se mocnině základní délky je maximální ztráta zpracování v porovnání s ideální integrací (integrátor se stejnou délkou jako signál) 3 dB [49].

Určení parametru přijatých signálů předchází detekce založena na porovnání výstupu jednotlivých kanálů s hodnotou detekčního prahu. Jeho stanovení vychází z požadované pravděpodobnosti falešného poplachu systému (globální pravděpodobnosti falešného poplachu). Pro jeho odvození je třeba zavést model šumu, přičemž se obvykle předpokládá, že vzorky šumu jsou nekorelované. To ovšem v případě STFT obecně neplatí, neboť dochází k překryvu časových oken a tím i korelaci vzorků šumu. Síla korelace ve frekvenční oblasti je přitom opět dána vlastnostmi použitého okna a v oblasti časové potom faktorem decimace a tedy délkou překrytí. Odvození pravděpodobnosti falešného poplachu při zpracování několika po sobě jdoucích vzorků STFT je provedeno v [50]. Analytické vyjádření prahu detekce ze vztahů zde uvedených ovšem není možné, neboť pravděpodobnost falešného poplachu je funkcí vlastních čísel kovarianční matice výstupního šumu a zbývá jeho vyjádření iteračním výpočtem. Budeme se proto orientovat na stanovení prahu pro jeden výstupní kanál a požadovanou hodnotu pravděpodobnosti falešného poplachu v tomto kanálu. Obecně lze vztah mezi touto „lokální“ a celkovou pravděpodobností falešného poplachu systému určit opět pouze numericky. Pro námi zvolené okno s velkým potlačením postranních laloků a faktorem decimace blízkým maximální hodnotě, lze ovšem předpokládat, že vzorky šumu budou i ve vypočteném spektrogramu jen málo korelované. Potom je možné obě pravděpodobnosti svázat přibližně vztahem ([49] rovnice 41)

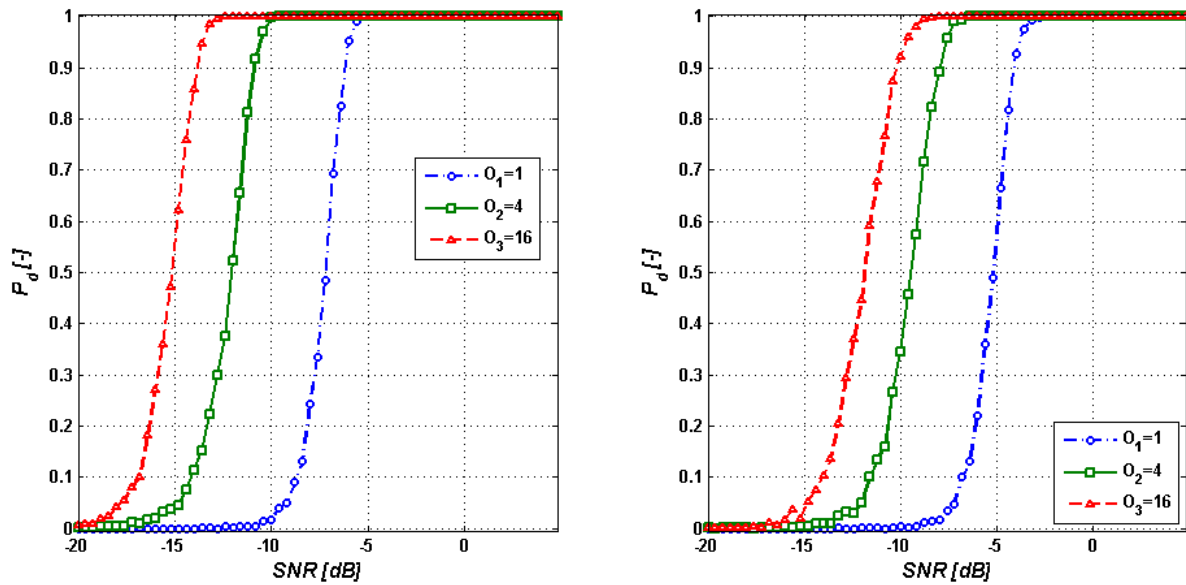
$$P_{FA_G} \approx (K-1) P_{FA_L} \sum_{q=1}^F \frac{O_F}{O_q}, \quad (95)$$

kde globální pravděpodobnost falešného poplachu je P_{FA_G} a pravděpodobnost falešného poplachu v jednom kanále P_{FA_L} (předpokládáme přitom, že tyto si jsou ve všech kanálech rovny).

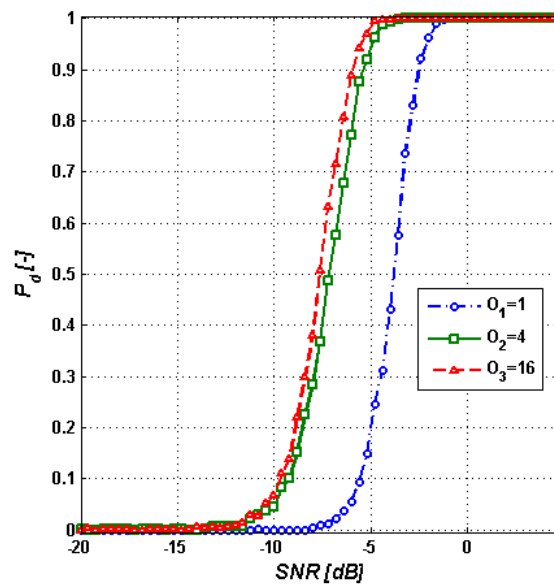
Vzorky šumu na vstupu zpracování považujeme za náhodný proces s Normálním rozložením pravděpodobnosti $\mathcal{N}(0, \sigma^2)$. Výpočet STFT představuje lineární

transformaci a typ pravděpodobnostní funkce se tak nemění. Přechod ke spektrogramu už vzhledem k použití mocniny představuje změnu z Normálního na rozložení Rayleighovo $\mathcal{R}(\sigma)$. Detekční práh pro jeden kanál spektrogramu je opět dán vztahem (87). Apriorní znalost tepelného šumu systému, zastoupeného ve vztahu (87) velikostí rozptylu, můžeme nahradit měřením výstupu zpracování při nepřítomnosti signálu a předpokladem, že všechny kanály sdílí stejné statistické vlastnosti. Stejně jako v odstavci 8.2.1 budeme uvažovat čas mezi falešnými poplasy 10 ms. Potom s využitím (86) a (95) určíme požadované P_{FA_L} jako cca $3,8 \cdot 10^{-9}$. Pro tuto hodnotu stanovíme následně velikost prahu v jednom výstupním kanálu.

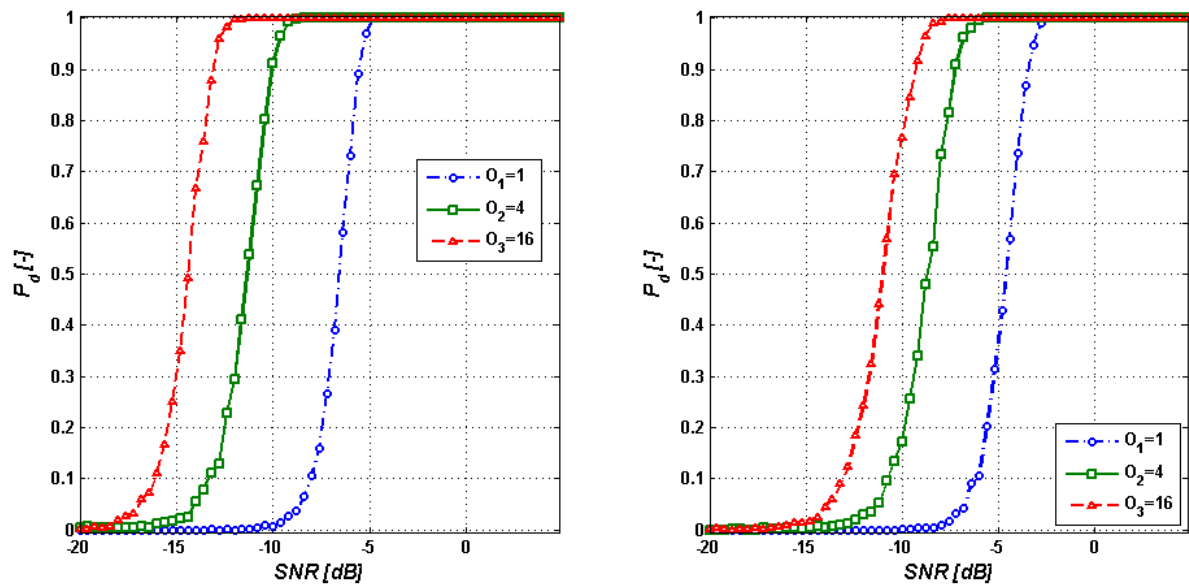
Numerická simulace systému poslouží ke stanovení závislosti pravděpodobnosti detekce signálu na SNR pro různé druhy modulace vstupního signálu, vždy pro požadovanou globální pravděpodobnost falešného poplachu. Výsledky jsou uvedeny v obr. 45 až obr. 52 pro šířky impulsu 300 ns, 1 a 10 μ s a výstupy všech tří integrátorů (délka 1, 4 a 16).



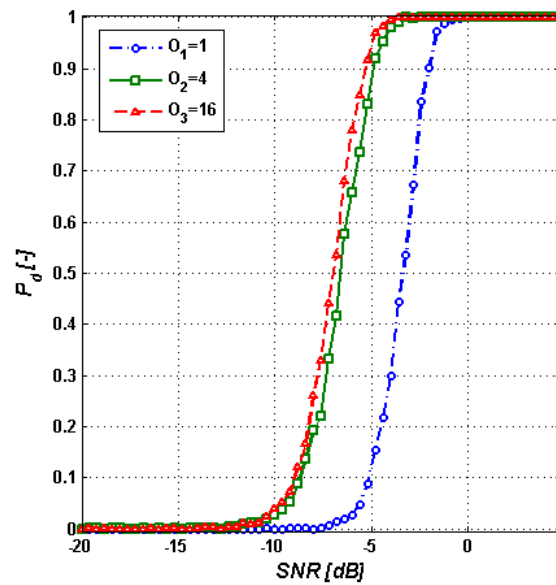
Obr. 45 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT s nekoherentní integrací jako funkce SNR pro délku integrátorů 1 (modrá), 4 (zelená) a 16 (červená). Impuls bez vnitřní modulace, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



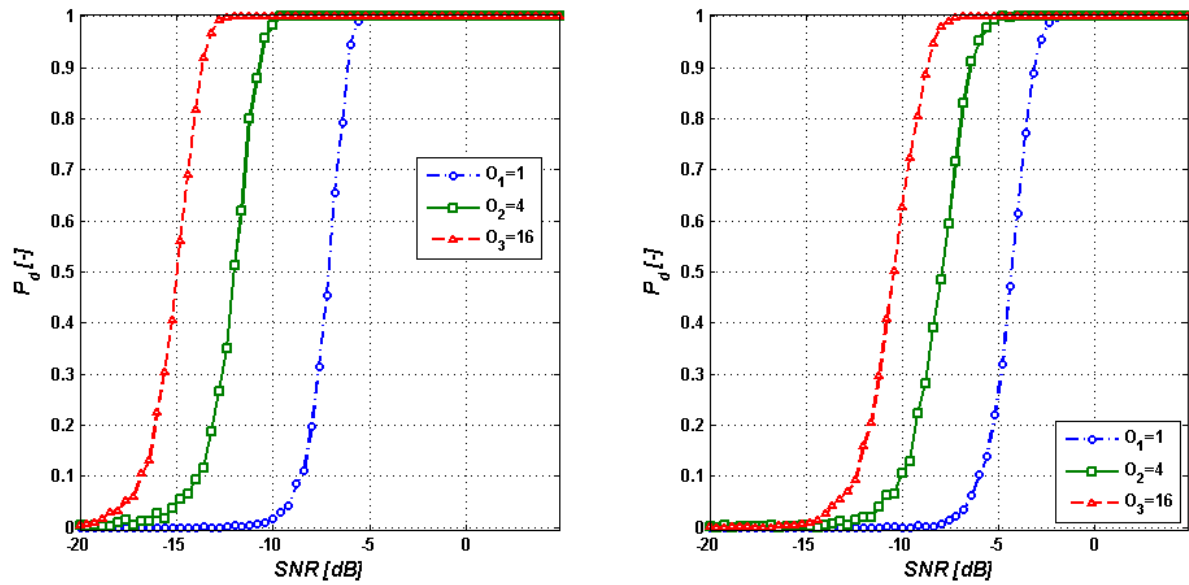
Obr. 46 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT s nekoherentní integrací jako funkce SNR. Impuls bez vnitřní modulace, PW = 0,3 μ s.



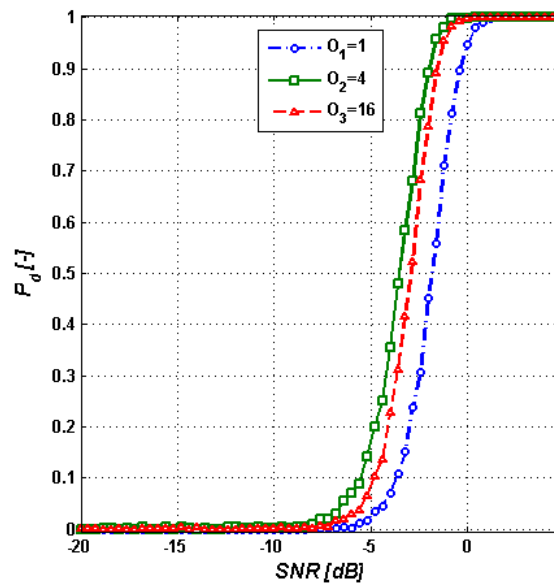
Obr. 47 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT s nekoherentní integrací jako funkce SNR. Impuls s lineární frekvenční modulací se zdvihem 10 MHz, PW = 10 μs (vlevo), PW = 1 μs (vpravo).



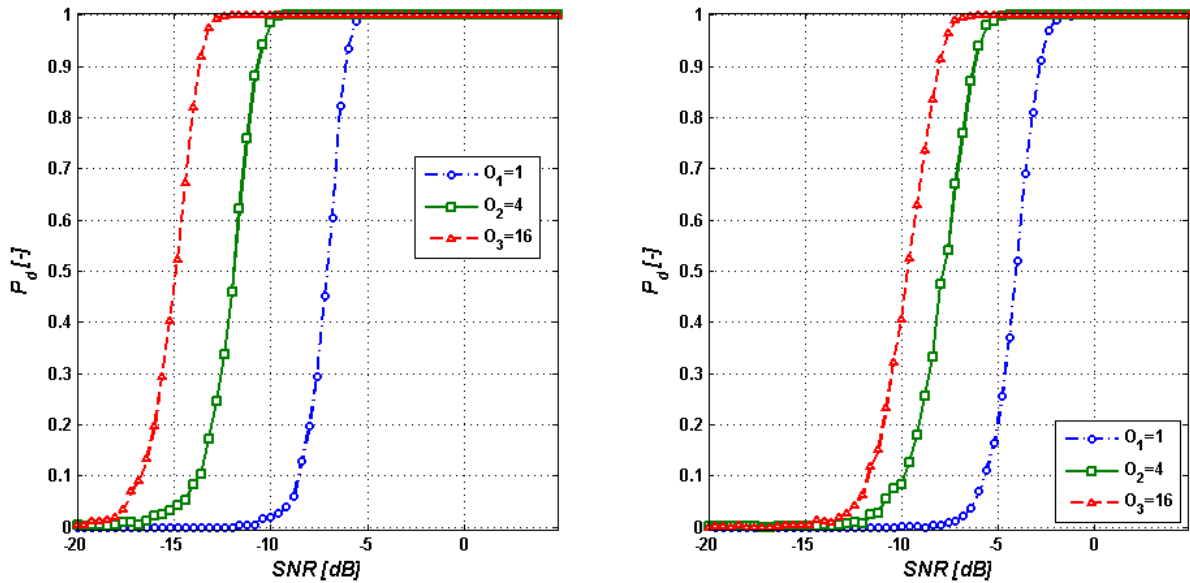
Obr. 48 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT s nekoherentní integrací jako funkce SNR. Impuls s lineární frekvenční modulací se zdvihem 10 MHz, PW = 0,3 μs.



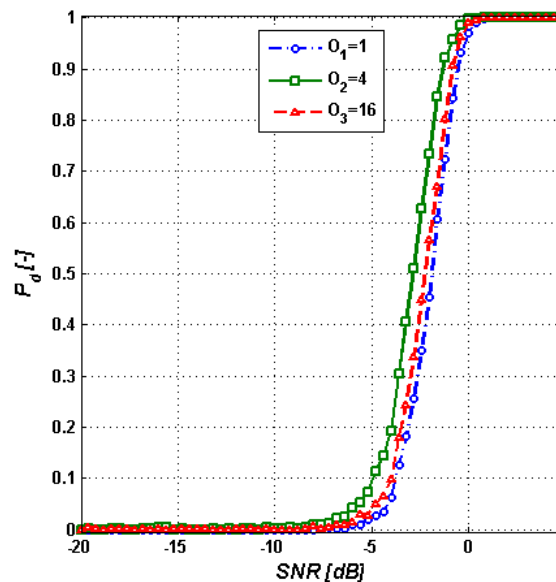
Obr. 49 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT s nekoherentní integrací jako funkce SNR. Impuls s fázovou modulací Barker13, PW = 10 μs (vlevo), PW = 1 μs (vpravo).



Obr. 50 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT s nekoherentní integrací jako funkce SNR. Impuls s fázovou modulací Barker13, PW = 0,3 μs .



Obr. 51 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT s nekoherentní integrací jako funkce SNR. Impuls s fázovou modulací Frankovým kódem, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



Obr. 52 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT s nekoherentní integrací jako funkce SNR. Impuls s fázovou modulací Frankovým kódem, PW = 0,3 μ s.

Dle předpokladu můžeme u všech typů vnitroimpulsní modulace pozorovat zlepšení pravděpodobnosti detekce se zvyšující se délkou integrátoru. Výraznější hodnoty zisku přitom dosahuje integrátor délky 4 oproti délce 1, než integrátor délky 16 oproti délce 4. Pro impuls délky 10 μ s je vidět, že průběhy pravděpodobnosti detekce jsou prakticky totožné. Výjimkou je jen frekvenčně modulovaný impuls, kde jsou dosažené hodnoty o cca 0,7 dB horší. Jiná je ale situace v případě kratších impulsů, kde zejména u fázových modulací zisk klesá a pro impulsy s šířkou 0,3 μ s je prakticky nulový (obr. 50 a obr. 52).

Z pohledu citlivosti metody je na tom nejlépe nemodulovaný signál, neboť jeho energie je koncentrována do jediného kanálu. Naopak nejnižších hodnot pak metoda dosahuje v případě fázově modulovaných impulsů. Impuls s modulací typu Barker13 přitom vykazuje lepší hodnoty než impuls s modulací Frankovým kódem, což je důsledek vyššího počtu fázových změn. Větší modulační rychlost (13 vs. 16 bitů ve stejně dlouhém impulsu) totiž vede k většímu rozprostření energie mezi jednotlivé kanály STFT.

8.2.3 STFT s váhovacím filtrem

Při pohledu na obr. 44 s modulovou charakteristikou použité váhovací funkce vidíme, že překryv jednotlivých kanálů daný šířkou hlavního laloku, je poměrně velký. I úzkopásmový signál (např. signál bez modulace uvnitř impulsu) se tak objeví nejen v kanále, který pokrývá jeho střední frekvenci, ale i v kanálech sousedních. V případě více signálů na vstupu přijímače potom může dojít k zamaskování signálu s menším výkonem tímto „parazitem“ z vedlejšího kanálu, což je samozřejmě jev nežádoucí. Odstranit ho můžeme jen použitím takové váhovací funkce, která zajistí menší nebo žádný překryv modulových charakteristik jednotlivých pásem. Taková váhovací funkce bude mít jistě délku větší, než je počet požadovaných kanálů, z čehož ale kromě jiného také vyplývá, že větší délku bude mít i následně aplikovaná FT. Některé z výstupních kanálů STFT budou přitom vynechány, neboť nenesou informaci, kterou bychom nenalezli v kanálech vybraných. Použitá váhovací funkce už pak nebude spadat, vzhledem k potřebnému malému zvlnění v pásmu, do kategorie oken, ale bude se jednat o klasický číslicový filtr¹⁰.

Při požadavku stejného počtu kanálů jako v předchozím návrhu (tj. 64) a přesahu do poloviny pásma kanálu sousedního (tj. potlačení 90 dB od kmitočtu 6,25 MHz pro kanál se středem na nulovém kmitočtu) bude dán počet koeficientů filtru navrženého iterační metodou Parks-McClellan [50] jako ([52], kap. 7.4.4)

$$n_F = \frac{-10 \log(\delta_p \delta_s) - 13}{2.324 \Delta \omega} + 1, \quad (96)$$

kde δ_p a δ_s jsou požadované hodnoty zvlnění modulové charakteristiky v propustném a zádržném pásmu a $\Delta \omega$ je šířka přechodu mezi propustným a zádržným pásmem v radiánech. Dosazením hodnot uvedených výše do vztahu (96) dostaneme počet

¹⁰ Jde pouze o různou terminologii, neboť principiálně lze impulsní odezvu jakéhokoliv filtru samozřejmě chápat jako průběh váhovacího okna a naopak. Průběhy okna jsou ale výlučně definovány jako hodnoty kladné, u filtrů je naopak běžné, že jejich koeficienty nabývají kladných i záporných hodnot.

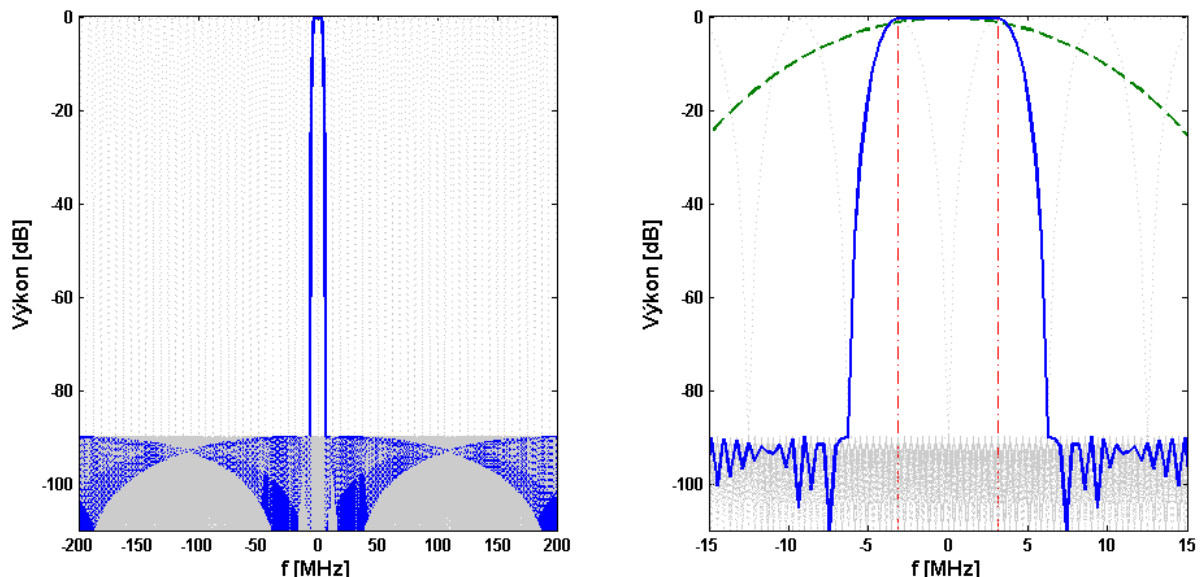
koeficientů filtru 389. Aby bylo možné provést úsporný výpočet FFT (viz dále), zvolíme nejbližší vyšší mocninu dvou, tj. 512. Modulová charakteristika banky všech kanálů realizovaných tímto filtrem je na obr. 53. Zvýšení počtu koeficientů z hodnoty 389 na 512 jsme promítli do snížení zvlnění v propustném pásmu (viz detail charakteristiky v obr. 54). Stejně tak jsme mohli zvýšit potlačení v nepropustném pásmu při zachování zvlnění v pásmu propustném, či zvolit kompromis a zlepšit obě hodnoty.

Po aplikaci filtru následuje výpočet FFT. Délka vstupního signálu do FFT odpovídá počtu koeficientů použitého filtru, tj. 512. Na výstupu budeme ale využívat jen každý osmý vzorek, což plyne z požadavku na 64 kanálů časově-frekvenční distribuce. V tomto případě je možné aplikovat metodu decimace FFT ve frekvenci, která snižuje výpočetní náročnost. Místo výpočtu FFT s délkou $L = 512$ budeme totiž počítat jen FFT délky $R = 64$ s upraveným vstupním signálem. Pro jednotlivé prvky diskrétního spektra můžeme psát známý vztah

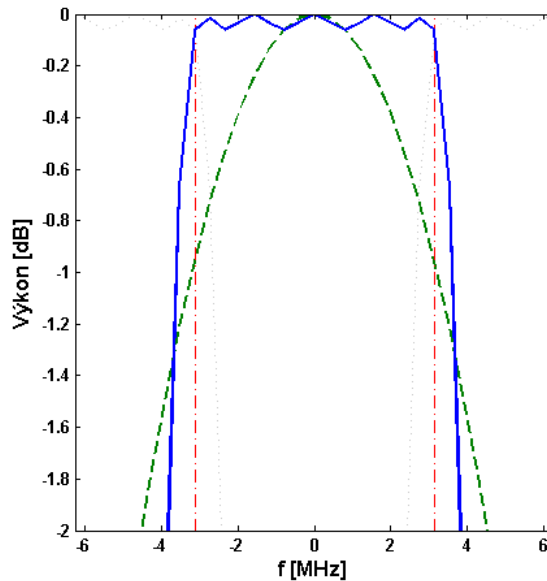
$$X[k] = \sum_{n=0}^{R-1} y[n] e^{-j\left(\frac{2\pi nk}{R}\right)}, \quad (97)$$

kde $y[n]$ je suma L/R vzorků vstupního signálu $x[n]$ definovaná jako ([54], kapitola 11.9)

$$y[n] = \sum_{i=0}^{L/R-1} x[n+iR]. \quad (98)$$



Obr. 53 Modulová charakteristika všech kanálů pro filtr navržený dle požadavků v textu (vlevo), detail kanálu se střední frekvencí 0 (vpravo). Šedou čarou jsou naznačeny charakteristiky ostatních kanálů, červeně je vyznačena šířka pásma kanálu kolem nulového kmitočtu, zelená čára je srovnání průběhu s Taylorovým oknem použitím dřívě.

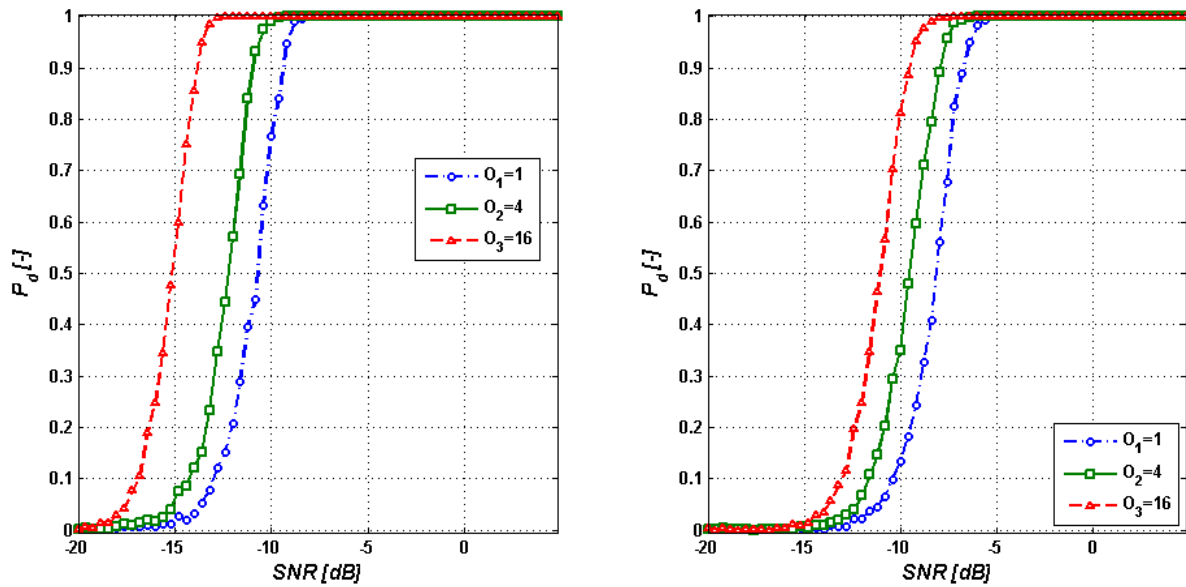


Obr. 54 Detail propustného pásma charakteristiky z obr. 53 pro ukázkou hodnoty zvlnění.

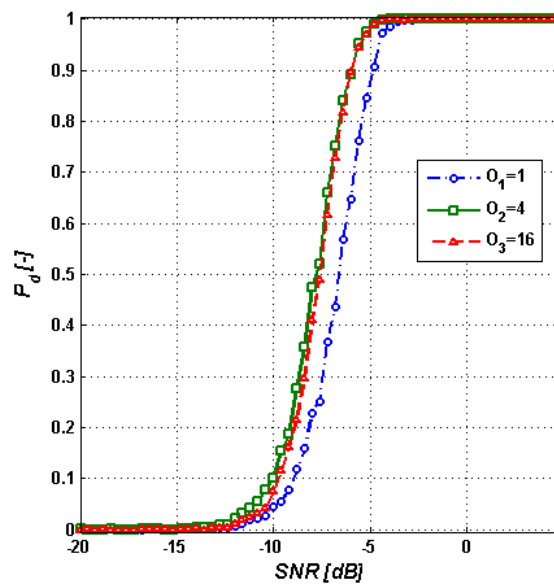
Po návrhu okna opět rozhodneme o velikosti faktoru decimace, tj. četnosti s jakou budeme FFT počítat. Časové rozlišení použitého filtru je nyní v porovnání s dříve použitým oknem přirozeně nižší (cca 10% délky filtru, tj. cca 50 vzorkovacích period) a bylo by proto logické volit vyšší faktor decimace. Nabízí se například hodnota 32, což odpovídá výstupnímu vzorkování času s periodou 12,5 MHz. Záměrně ale vybereme hodnotu shodnou s volbou v předchozím odstavci a ponecháme faktor decimace roven dvaceti. Můžeme tak později porovnávat výsledky bez zkreslení daného větší decimací. Očekáváme přitom lepší pravděpodobnost detekce pro stejnou hodnotu SNR, neboť efektivní šířka pásma použitého filtru je v porovnání s oknem nižší.

Na takto určené časově-frekvenční distribuci opět provedeme vyhodnocení pravděpodobnosti detekce různých impulsních signálů numerickou simulací jako v odstavci 8.2.2. Znovu bude použita metoda nekoherentní integrace s délkami integrátorů 1, 4 a 16.

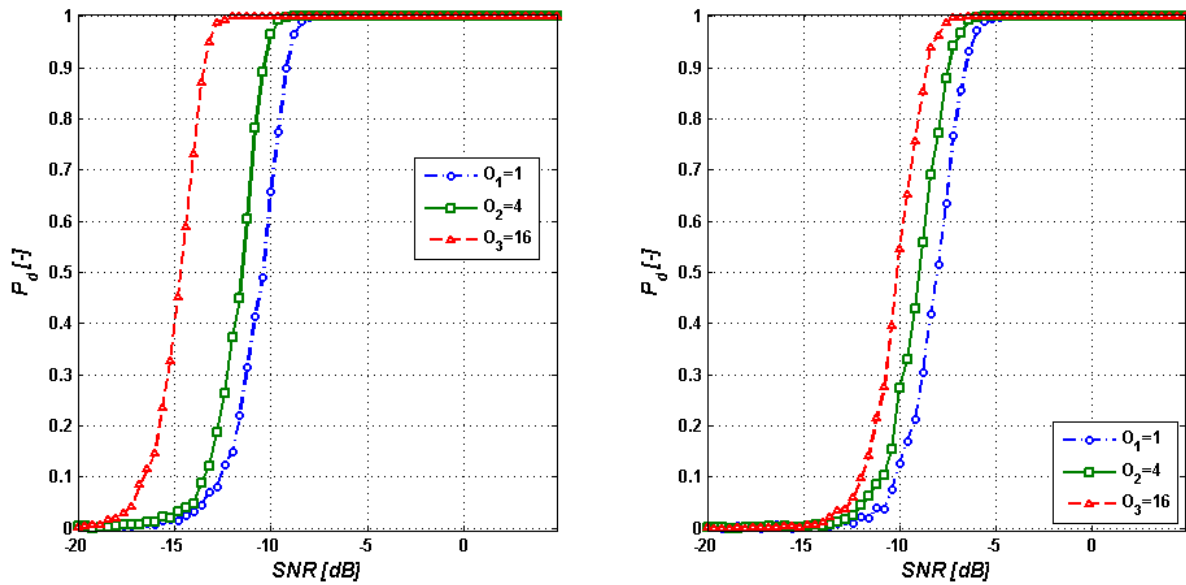
Výsledky v obr. 55 až obr. 62 dokazují, že poznatky uvedené v předchozím odstavci jsou platné i zde. Platí tedy, že signály s krátkou šířkou impulsu způsobují snížení zisku metody integrace, signály s vnitřní fázovou modulací vykazují horší pravděpodobnost detekce vlivem rozprostření spektra do několika výstupních kanálů a nejhorší detekční schopnost přijímače je zaznamenána pro impulsy s fázovou modulací Frankovým kódem. U krátkých fázově modulovaných impulsů vidíme (obr. 60 a obr. 62), že hodnota zisku integrace je dokonce záporná.



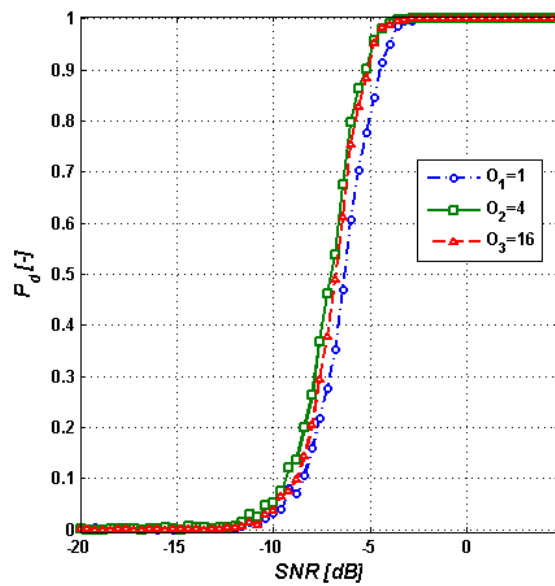
Obr. 55 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT (váhování filtrem) s nekoherentní integrací jako funkce SNR pro délku integrátorů 1 (modrá), 4 (zelená) a 16 (červená). Impuls bez vnitřní modulace, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo)



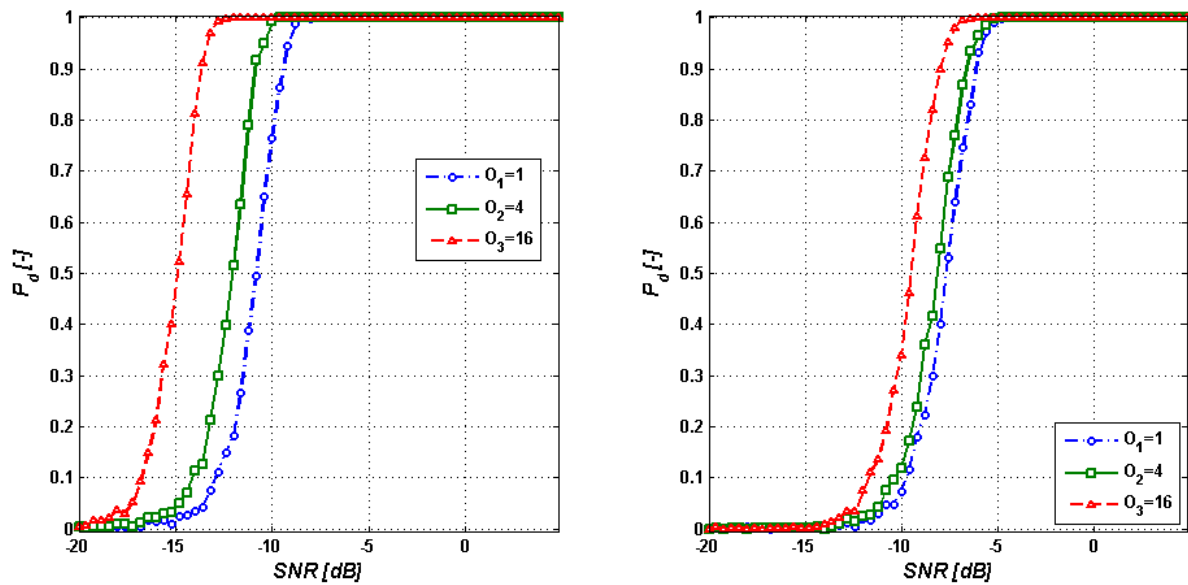
Obr. 56 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT (váhování filtrem) s nekoherentní integrací jako funkce SNR. Impuls bez vnitřní modulace, PW = 0,3 μ s.



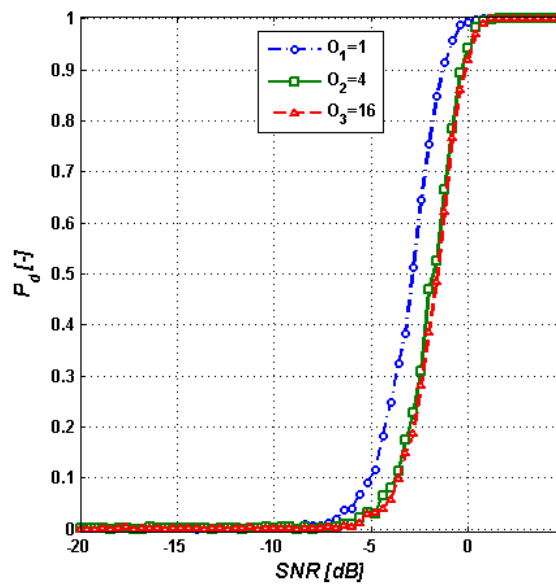
Obr. 57 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT (váhování filtrem) s nekoherentní integrací jako funkce SNR. Impuls s lineární frekvenční modulací se zdvihem 10 MHz, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



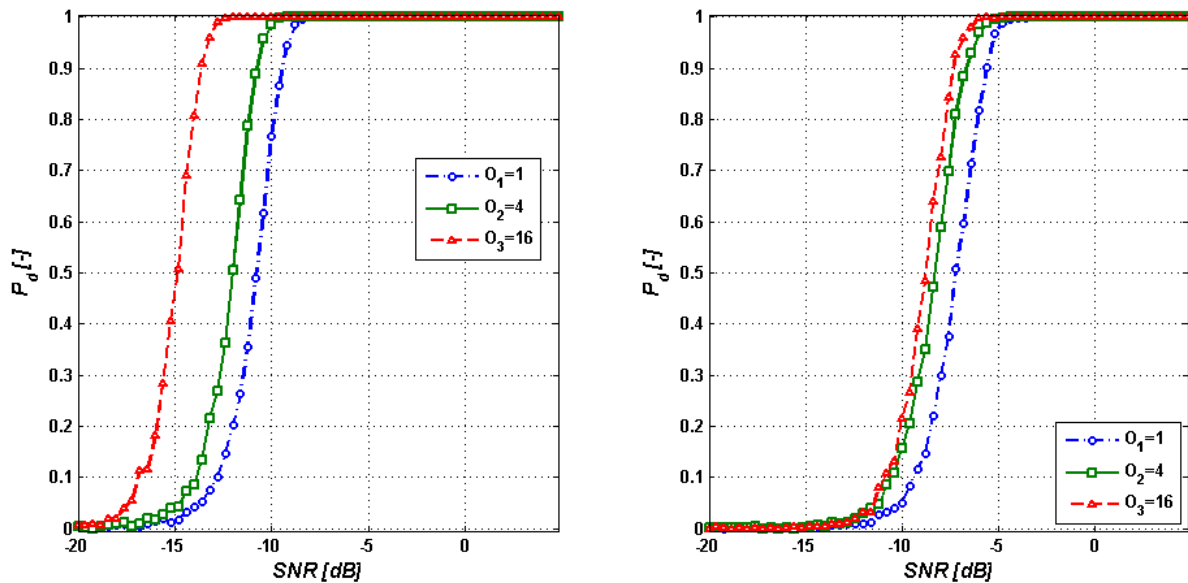
Obr. 58 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT (váhování filtrem) s nekoherentní integrací jako funkce SNR. Impuls s lineární frekvenční modulací se zdvihem 10 MHz, PW = 0,3 μ s.



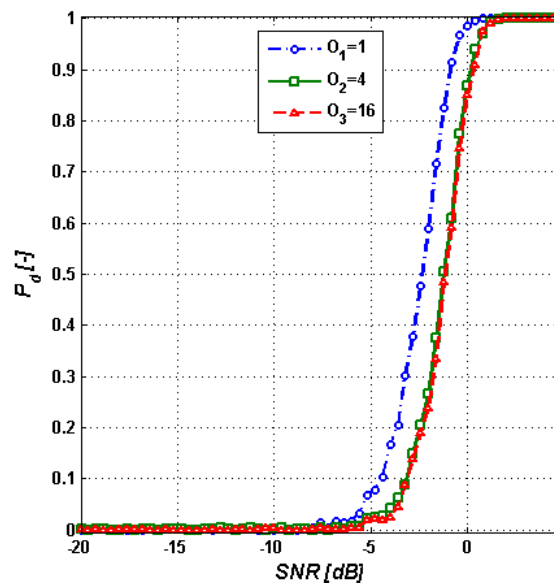
Obr. 59 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT (váhování filtrem) s nekoherentní integrací jako funkce SNR. Impuls s fázovou modulací Barker13, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



Obr. 60 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT (váhování filtrem) s nekoherentní integrací jako funkce SNR. Impuls s fázovou modulací Barker13, PW = 0,3 μ s.



Obr. 61 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT (váhování filtrem) s nekoherentní integrací jako funkce SNR. Impuls s fázovou modulací Frankovým kódem, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).

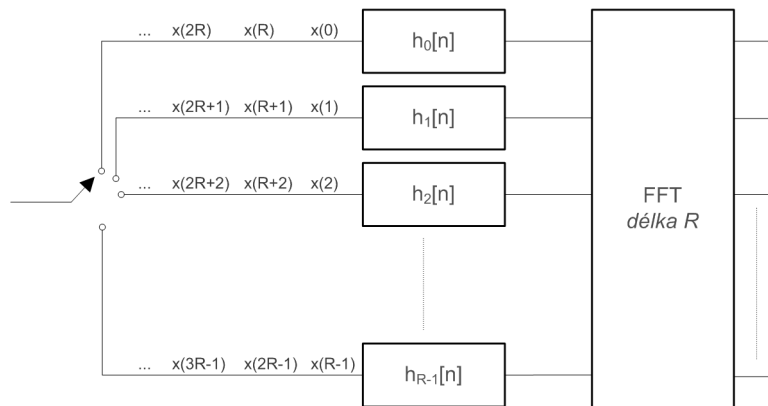


Obr. 62 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT (váhování filtrem) s nekoherentní integrací jako funkce SNR. Impuls s fázovou modulací Frankovým kódem, PW = 0,3 μ s.

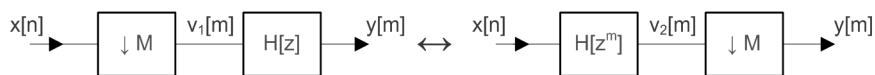
8.2.4 Polyfázová banka filtrů

STFT uvedenou v předchozích odstavcích můžeme rovněž chápat jako banku filtrů, kde každý jeden výstupní kanál je v podstatě výstupem z příslušného filtru banky. Když se podíváme na vztah (89) vidíme, že část v sumě bez násobení komplexní exponenciálou odpovídá vztahu pro určení výstupu digitálního filtru, tj. násobení odpovídající části vzorků signálu koeficienty filtru. Realizaci algoritmu STFT tak můžeme graficky vyjádřit podle obr. 63, kde vstupní vzorky signálu jsou cyklicky

přepínány na příslušnou větev filtru a posléze pokračují dále do výpočtu FFT. Takto realizovaná struktura filtru je označována jako polyfázová, kde původní impulsní odezva $h(n)$ je rozdělena do několika paralelních stejné délky. Náhradu polyfázovým filtrem lze provést v případě, že je výstup filtru decimován v čase, tj. na jeho výstupu je určitý počet vypočtených hodnot periodicky vynecháván a neplatí se. Aplikujeme přitom jednu ze základních identit systémů se změnou vzorkovací rychlosti [48] uvedenou v obr. 64.



Obr. 63 Polyfázová banka filtrů

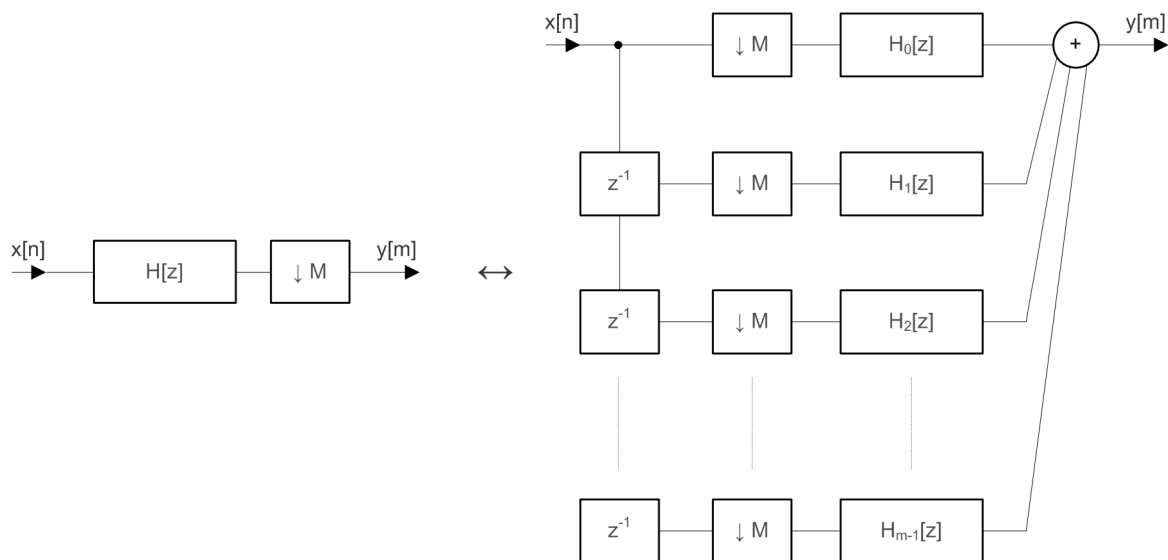


Obr. 64 Decimační identita

Využívá se přitom přehození pořadí decimace a filtrace, což je velice výhodné zejména u filtrů s mnoha koeficienty a zároveň vysokou decimací výstupního signálu. Počet paralelních větví do kterých odezvu rozdělíme je dán faktorem decimace, jejich délka potom podílem počtu koeficientů (tj. délka impulsní odezvy) a faktoru decimace. Z toho plyne, že pro plné využití výhody polyfázové implementace decimačního filtru je vhodné volit soudělný počet koeficientů a faktor decimace. V případě jejich nesoudělnosti je totiž nutné poslední větev polyfázové realizace filtru doplnit jednotkovými koeficienty na stejný počet jako mají zbylé větve. Hlavní výhodou je výrazné snížení výpočetních nároků. U standardního filtru je nutné provést v každé vzorkovací periodě vstupního signálu takový počet násobení a součtů jako je délka impulsní odezvy. Výstupní signál je pak ale decimován a využito je jen málo z určených hodnot. Polyfázový filtr počet provedených násobení a součtů během jedné vzorkovací periody vstupního signálu redukuje v poměru odpovídajícím faktoru decimace. Určují se totiž pouze ty výstupy filtru, které budou využity. Jednoduchý příklad struktury standardního proti polyfázovému decimačnímu filtru je na obr. 65.

Významnou charakteristikou uvedené realizace kanálování je nemožnost volby faktoru decimace nezávisle na délce FFT jako tomu bylo v předchozích případech váhování STFT. Standardní polyfázový filtr realizuje tzv. kritickou decimaci, kdy decimační faktor odpovídá počtu paralelních větví filtru a zároveň je roven délce následně aplikované FFT. Není proto možné s výstupními kanály pracovat samostatně a k jednoznačnému určení frekvence signálu musíme vždy porovnat výstupy ze sousedních kanálů.

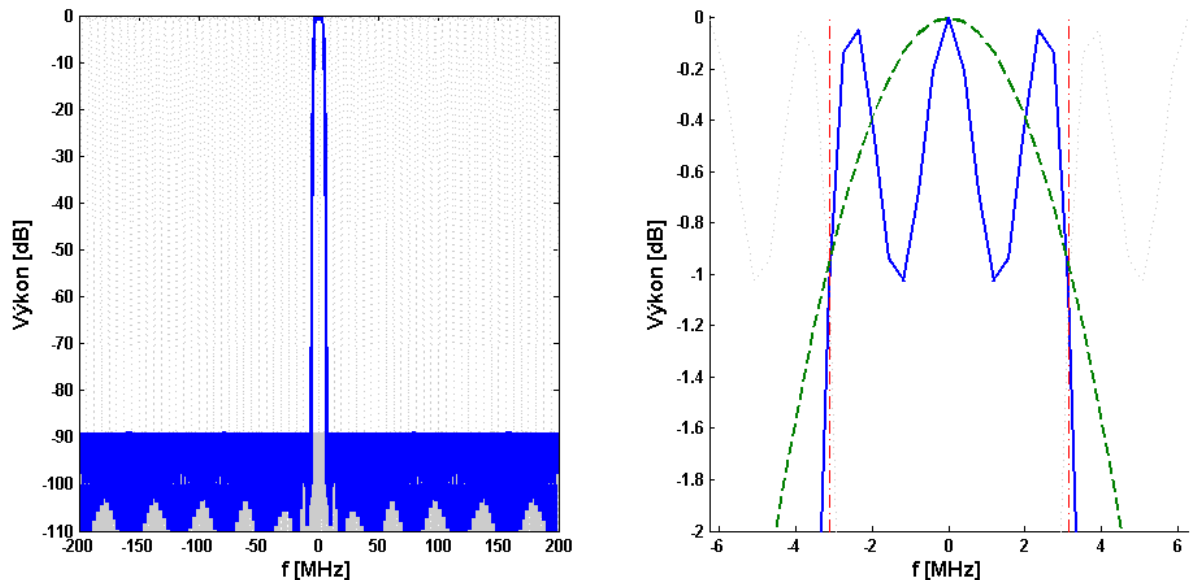
Celočíselné snížení faktoru decimace lze dosáhnout tím, že vstup polyfázového filtru není přepínán tradičním způsobem pro každý vzorkovací interval stejně, ale rozdílně například při lichém a sudém taktu vzorkovacího cyklu [56]. Snížíme tak faktor decimace z kritické hodnoty na polovinu. Abychom mohli srovnávat výsledky pravděpodobnosti detekce a zároveň také kvůli následné extrakci parametrů signálu (v případě decimace 64 bychom měli problém se stanovením parametrů u krátkými impulsy) zvolíme faktor decimace jako čtvrtinu počtu kanálů, tedy 16.



Obr. 65 Klasická realizace filtru s decimací výstupu (vlevo) a realizace stejné funkce polyfázovým filtrem (vpravo)

Prvním krokem návrhu polyfázové banky filtrů je opět realizace základní dolní propusti, jejíž charakteristika určuje průběh spektrální odezvy jednoho kanálu. Budeme ji navrhovat se stejnými parametry jako v předchozím odstavci, tedy propustné pásmo 3,125 MHz s maximálním zvlněním 1 dB, potlačením kmitočtů mimo propustné pásmo 90 dB od frekvence 6,25 MHz. Požadovaný počet koeficientů 389 určených ze vztahu (96) budeme při realizaci polyfázové banky zaokrouhlovat na násobek počtu požadovaných kanálů. Nabízí se tak velmi blízká nižší hodnota 384, při které docílíme nepatrně menší potlačení v zádržném pásmu (cca 88,5 dB).

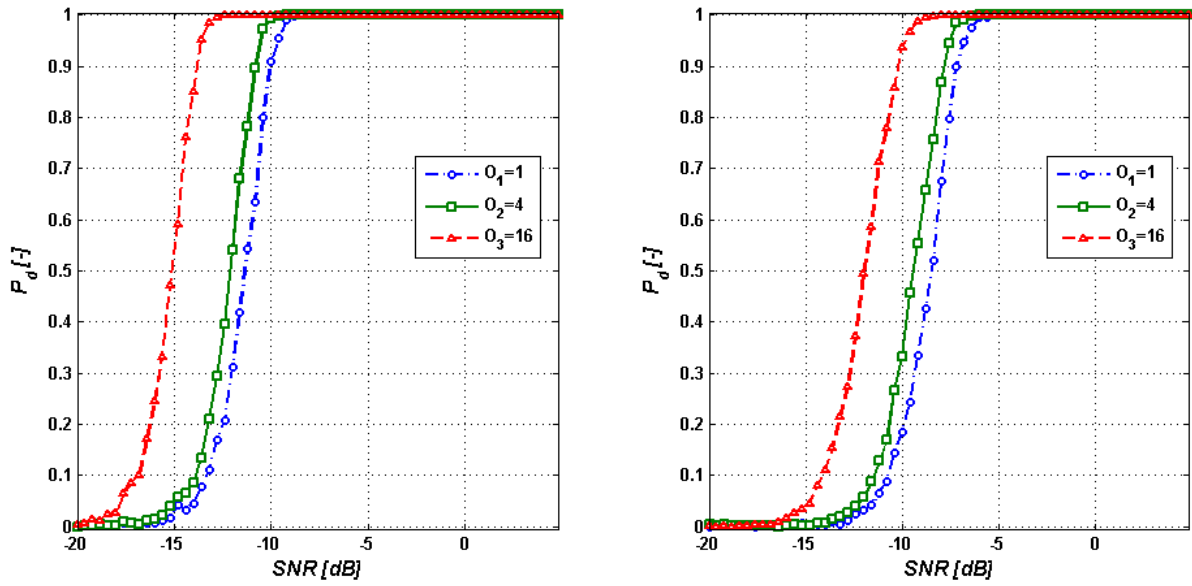
Každá z paralelních větví polyfázové realizace filtru bude pak mít délku šest¹¹. Modulová charakteristika navržené banky filtrů je na obr. 66. Vidíme, že hodnota zvlnění v propustném pásmu je narozdíl od obr. 54 jeden decibel a v podstatě se tak shoduje se zvlněním u STFT váhované Taylorovým oknem délky 64 vzorků (viz zelený průběh).



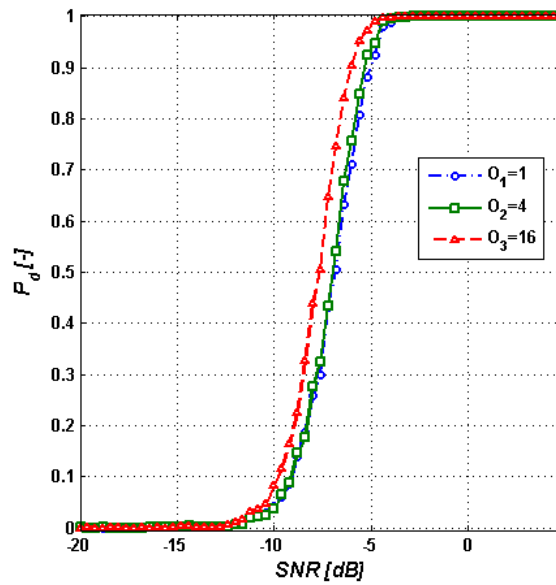
Obr. 66 Modulová charakteristika všech kanálů pro polyfázovou banku filtrů (vlevo), detail propustného pásma kanálu se střední frekvencí nula (vpravo). Šedou čarou jsou naznačeny charakteristiky ostatních kanálů, červeně je vyznačena šířka pásma kanálu kolem nulového kmitočtu, zelená čára je srovnání průběhu s Taylorovým oknem použitím dříve.

Stejně jako v předešlých dvou případech provedeme vyhodnocení pravděpodobnosti detekce signálu pomocí numerické simulace. Výsledky jsou uvedeny v obr. 67 až obr. 74. Také v případě tohoto algoritmu určení časově-frekvenční distribuce vidíme, že pro signály s malou šířkou impulsu je zisk integrace malý, pro fázově modulované signály dokonce záporný, čemuž nepomohl ani nižší užitý decimální faktor.

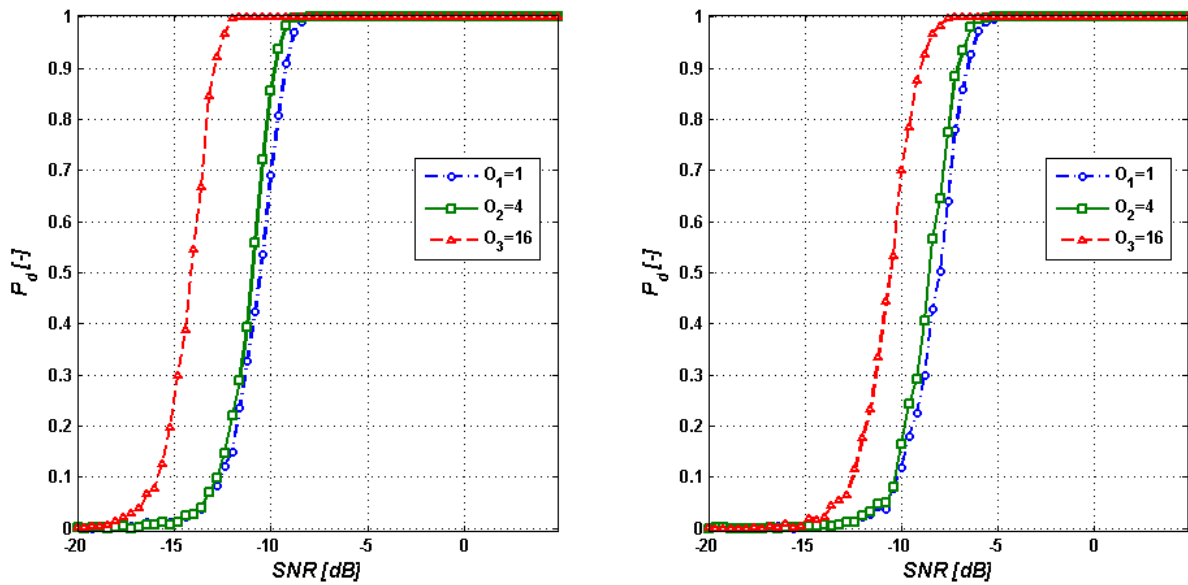
¹¹ V našem případě, kdy nechceme použít kritickou decimaci, je realizaci polyfázového filtru nutno rozšířit a vždy vložit mezi koeficienty takový počet zpoždění, abychom zvýšili vzorkovací rychlost výpočtu FFT (viz [54], kap. 13.9.). Zpoždění ale nemění náročnost realizace filtru (nepřibývají matematické operace) a proto uvažujeme i dále s délkou jednoho subfiltru 6.



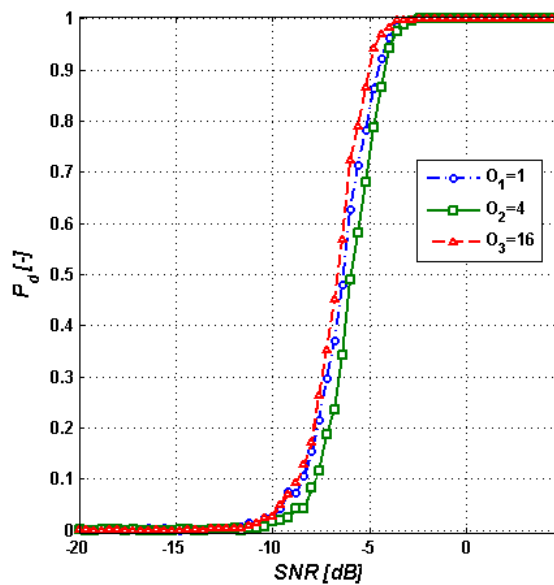
Obr. 67 Pravděpodobnost detekce signálu polyfázovou bankou filtrů jako funkce SNR. Impuls bez vnitřní modulace, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



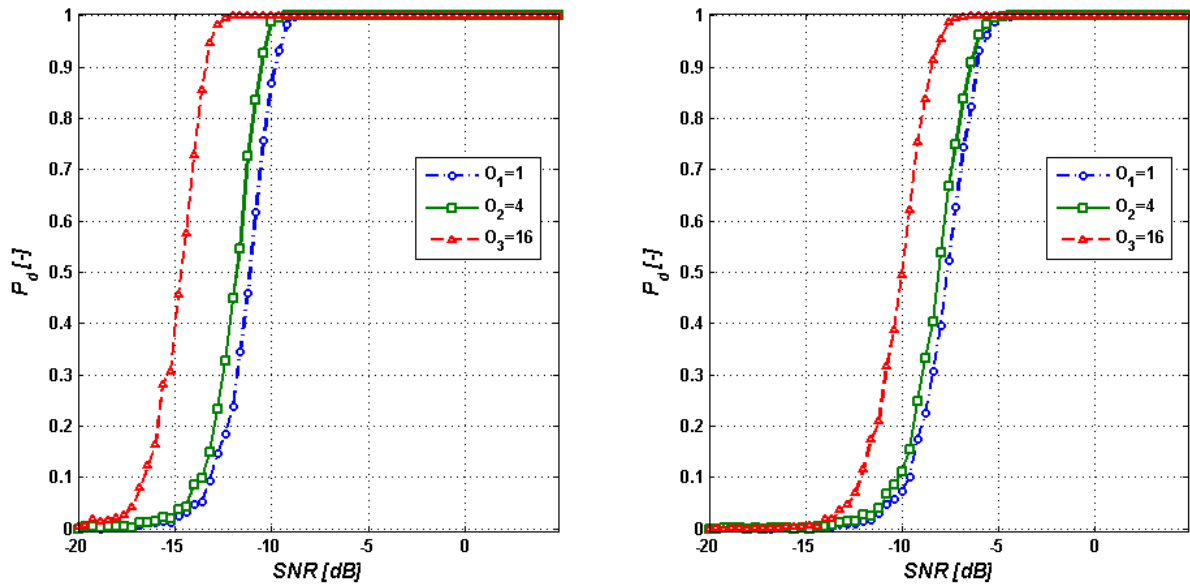
Obr. 68 Pravděpodobnost detekce signálu polyfázovou bankou filtrů jako funkce SNR. Impuls bez vnitřní modulace, PW = 0,3 μ s.



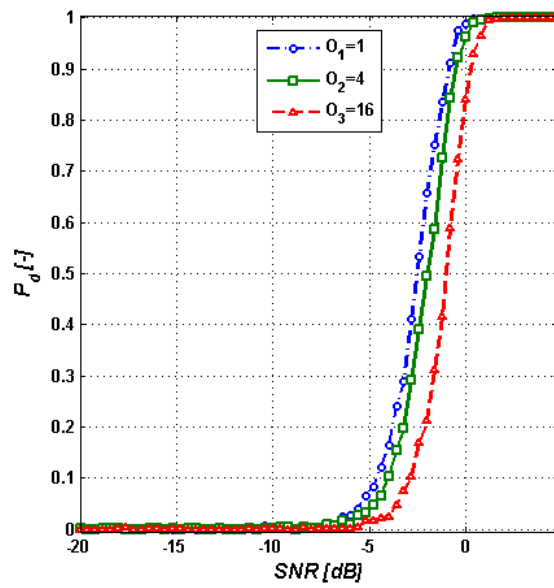
Obr. 69 Pravděpodobnost detekce signálu polyfázovou bankou filtrů jako funkce SNR. Impuls s lineární frekvenční modulací se zdvihem 10 MHz, PW = 10 μs (vlevo), PW = 1 μs (vpravo).



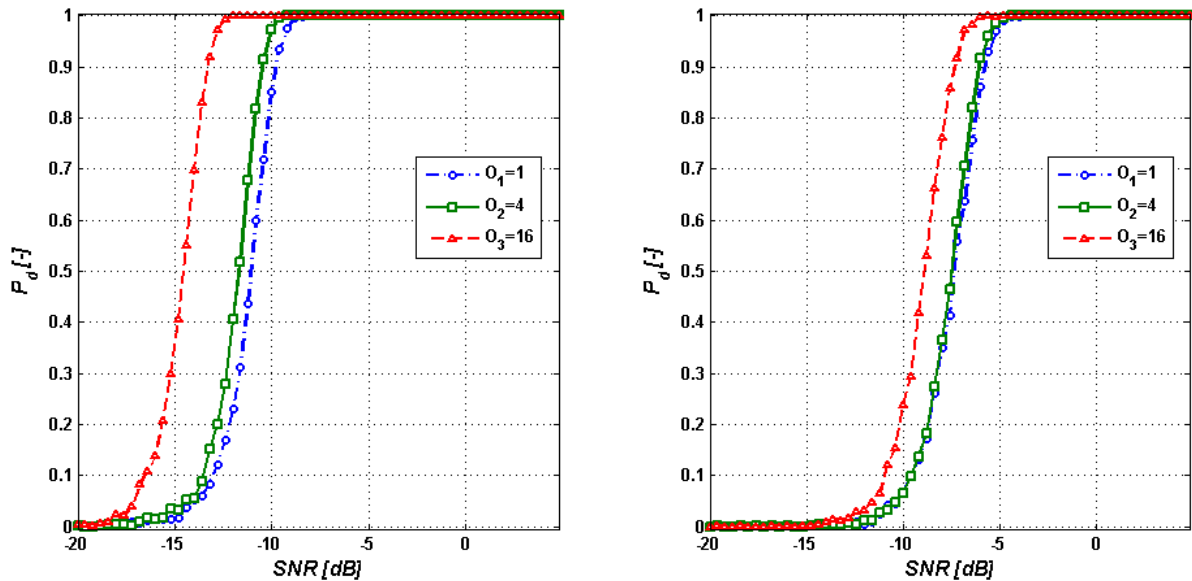
Obr. 70 Pravděpodobnost detekce signálu polyfázovou bankou filtrů jako funkce SNR. Impuls s lineární frekvenční modulací se zdvihem 10 MHz, PW = 0,3 μs .



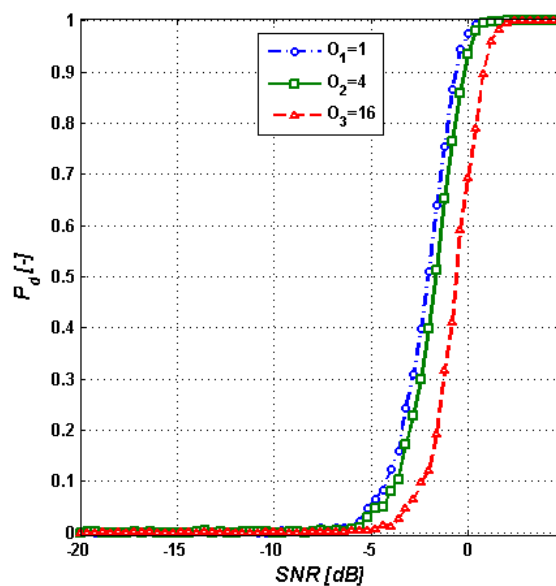
Obr. 71 Pravděpodobnost detekce signálu polyfázovou bankou filtrů jako funkce SNR. Impuls s fázovou modulací typu Barker13, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



Obr. 72 Pravděpodobnost detekce signálu polyfázovou bankou filtrů jako funkce SNR. Impuls s fázovou modulací typu Barker13, PW = 0,3 μ s.



Obr. 73 Pravděpodobnost detekce signálu polyfázovou bankou filtrů jako funkce SNR. Impuls s fázovou modulací Frankovým kódem, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



Obr. 74 Pravděpodobnost detekce signálu polyfázovou bankou filtrů jako funkce SNR. Impuls s fázovou modulací Frankovým kódem, PW = 0,3 μ s.

8.2.5 Porovnání

Porovnání výsledků všech uvedených metod detekce signálu, tj. v časové oblasti a pomocí časově-frekvenční distribuce realizované třemi způsoby, provedeme odečtením hodnoty SNR pro pravděpodobnost detekce 95%. Grafické výsledky jsou tak reprezentovány jednou hodnotou uvedenou v tab. 1.

Detekce signálu v časové oblasti bez uvažování skupiny vzorků (v tabulce označeno jako $N=1$) je samozřejmě mimo jakýkoliv zájem a hodnota slouží pouze jako informační. Při dostatečně dlouhém časovém okně ve kterém jsou vzorky

pozorovány, již ale můžeme dosáhnout příznivých hodnot. Délka okna 64 vzorků při použité vzorkovací rychlosti odpovídá 160 ns a pokles zisku integrací by byl tedy až pro signály s menší šířkou impulsu. Náročnost toho způsobu detekce přitom zůstává oproti metodám s výpočtem časově-frekvenční distribuce minimální (součet 64 vzorků). Nesmíme ale zapomenout, že detekce je jen jedním z prvků řetězce zpracování, a je proto logické na tomto místě zmínit například problémy v případě současného příjmu více signálů. Detekce jako taková samozřejmě bude fungovat, ale nastanou problémy s extrakcí parametrů signálu (určení nosné frekvence, šířky impulsu, atd.).

Tab. 1 Potřebný odstup signálu od šumu pro dosažení pravděpodobnosti detekce 95%.

časová oblast	N=64	-0,25								
	N=32	1,79								
	N=16	4,10								
	N=1	14,00								
	Délka int.	$O_1=1$			$O_2=4$			$O_3=16$		
	PW [μ s]	0,3	1	10	0,3	1	10	0,3	1	10
STFT (okno)	Nemod.	-2,12	-3,81	-6,01	-4,93	-7,64	-10,56	-5,50	-9,71	-13,57
	LFM	-1,72	-3,19	-5,31	-4,44	-6,90	-9,72	-4,95	-8,92	-12,85
	Barker13	0,01	-2,84	-5,96	-1,65	-6,03	-10,44	-1,23	-8,39	-13,35
	Frank	-0,22	-2,54	-5,89	-0,90	-5,89	-10,33	-0,49	-7,72	-13,38
STFT (filtr)	Nemod.	-4,54	-6,41	-9,19	-5,63	-7,56	-10,64	-5,52	-9,22	-13,60
	LFM	-4,00	-6,23	-8,89	-4,86	-6,76	-10,08	-4,82	-8,22	-13,21
	Barker13	-0,87	-5,82	-9,16	0,08	-6,21	-10,40	0,24	-7,62	-13,34
	Frank	-0,53	-5,32	-9,15	0,53	-6,21	-10,45	0,64	-6,93	-13,28
Polyfáz. banka	Nemod.	-4,62	-6,79	-9,64	-4,79	-7,65	-10,52	-5,62	-9,83	-13,61
	LFM	-4,14	-6,20	-8,94	-3,92	-7,09	-9,49	-4,69	-8,58	-12,56
	Barker13	-0,56	-5,76	-9,47	-0,13	-6,09	-10,25	0,62	-8,06	-13,17
	Frank	-0,34	-5,40	-9,45	0,13	-5,70	-10,16	1,13	-6,96	-12,98

Naproti tomu metody detekce z časově frekvenční distribuce dosahují významných hodnot zisku zejména pro delší signály, kdy stejnou pravděpodobnost dostáváme již při SNR pod -13 dB u integrátoru s 16 vzorky.

Ze vzájemného srovnání metody STFT s váhováním filtrem a polyfázovou bankou filtrů lze odečíst (viz modře vs. žlutě zvýrazněné hodnoty v tab. 1) nižší potřebný SNR u polyfázové banky v případě nemodulovaného resp. frekvenčně modulovaného impulsu s šířkou 1 a 10 μ s. Rozdíl není nijak výrazný (do 0,9 dB). V případě fázově modulovaných signálů, zejména pro integrátory s délkou 4 a 16, je situace naopak příznivější u STFT s váhováním filtrem, ani zde nejsou rozdíly

významné (do 0,3 dB). Obě metody dle očekávání ale přináší podstatný zisk (cca 3 dB) v případě integrátoru délky jedna oproti STFT s váhováním oknem. Projevuje se totiž snížení hodnoty šumového výkonu v jednotlivých kanálech spektrogramu jako důsledek menší šířky pásma použitého okna. U integrátorů vyšších délek jsou výsledky prakticky totožné, až na lepší (nižší) hodnoty potřebného SNR pro fázově modulované signály s malou šířkou impulsu.

Tyto diskutované závěry se týkají pouze kvalitativní stránky. Pro možnost zhodnocení jednotlivých metod komplexněji, je třeba mít přehled rovněž o jejich výpočetní náročnosti. Konkrétní hodnoty a metodika posuzování jsou uvedeny v následujícím odstavci.

8.2.6 Výpočetní náročnost

Porovnání všech tří metod kanálování z hlediska jejich výpočetní náročnosti provedeme vyhodnocením počtu operací (násobení a sčítání) za sekundu.

Metoda váhování oknem z odstavce 8.2.2 má počet operací daný násobením signálu váhovací funkcí, výpočtem FFT (násobení i sčítání – viz např. [53], kap. 10) a integrací výstupu (pouze sčítání). Počet operací bude tedy dán jako

$$n_{\text{součtů}} = \frac{f_s}{M} \left[3L \log_2 L + L \left(\frac{1}{O_1} + \frac{O_3}{O_2} \right) \right] \quad (99)$$

$$n_{\text{součinů}} = \frac{f_s}{M} (2L \log_2 L + L)$$

Stejnými operacemi je dána výpočetní náročnost i při váhování STFT filtrem. Rozdíl bude pouze v délce impulsní odezvy ($L = 512$) filtru a nutnosti modifikovat vstup před výpočtem FFT. Předpokládáme výpočet FFT principem popsaným v odstavci 0, a musíme tedy započítat kromě násobení oknem i součty dané vztahem (98). Počet operací je pak

$$n_{\text{součtů}} = \frac{f_s}{M} \left[3R \log_2 R + R \left(\frac{1}{O_1} + \frac{O_3}{O_2} \right) + L \right] \quad (100)$$

$$n_{\text{součinů}} = \frac{f_s}{M} (2R \log_2 R + L)$$

Realizace časově-frekvenční distribuce polyfázovou bankou filtrů opět používá jinou délku impulsní odezvy filtru ($L = 384$), navíc se liší decimálním faktorem ($M = 16$). Výpočetní náročnost v počtech operací za sekundu je potom dána vztahem

$$n_{\text{součtů}} = \frac{f_s}{M} \left[3R \log_2 R + R \left(\frac{1}{O_1} + \frac{O_3}{O_2} \right) \right] \quad (101)$$

$$n_{\text{součtů}} = \frac{f_s}{M} (2R \log_2 R + L)$$

Vyčíslení vztahů (99) až (101) je uvedeno v tab. 2. Použitá jednotka FLOPS vyjadřuje počet operací (s plovoucí řádovou čárkou) za sekundu, jedná se o jednotku běžnou v počítačové terminologii zavedenou právě pro porovnání výkonnosti různých typů procesorů. Je vidět, že nejnižší nároky si klade STFT s váhováním oknem, což je důsledek krátkého použitého okna. Naopak, nejvyšší počet potřebných násobení vykazuje polyfázová banka filtrů, což je ale dáno pouze nižším faktorem decimace.

Tab. 2 Počet operací za sekundu pro jednotlivé realizace časově-frekvenční distribuce signálu

	<i>Počet součtů [FLOPS]</i>	<i>Počet násobení [FLOPS]</i>
STFT s oknem	29,4·10 ⁹	16,6·10 ⁹
STFT s filtrem	39,7·10 ⁹	25,6·10 ⁹
Polyfázová banka	35,2·10 ⁹	28,8·10 ⁹

Hodnoty uvedené v tabulce rozhodně nejsou v dnešní době nerealizovatelné, je ale nutné použít paralelní zpracování. Popsané metody určení časově-frekvenční distribuce jsou pro paralelní implementaci velmi vhodné a můžeme tak využít např. zpracování v programovatelných logických obvodech [57], jejichž vývoj je navíc velice dynamický a výpočetní kapacita stále rapidně narůstá.

8.2.7 Jiné způsoby rozdělení signálu do paralelních kanálů

Popsáním tří uvedených způsobů tvorby časově-frekvenční distribuce nejsou samozřejmě vyčerpány všechny možnosti. Zejména pro malý počet kanálů jsou k dispozici jiné efektivní algoritmy založené například na klasickém principu přeložení frekvence signálu do požadovaného pásma a následné filtrace. Výhody spočívají především v jednoduché implementaci ve zmíněných programovatelných logických obvodech. Jako jednoho zástupce této množiny uveďme např. PFT (Pipelined Frequency Transform) [55], která narozdíl od dříve uvedených algoritmů, poskytuje volnost ve volbě šířky pásma jednotlivých kanálů.

Pro vyšší počet kanálů (≥8) je ovšem banka filtrů s použitím FFT nejefektivnějším nástrojem.

8.3 Měření frekvence

V této části práce popíšeme extrakci jednoho ze základních parametrů signálu, nosné frekvence. V prostředí s velkou signálovou hustotou jsou informace jako právě

nosná frekvence (kromě šířky impulsu) využívány k vzájemné asociaci jednotlivých detekovaných signálů napříč přijímacími stanicemi, čímž se snižuje množství možných kombinací vzniklých hyperboloidů při výpočtu polohy zdroje signálu.

8.3.1 Mez přesnosti odhadu frekvence

Dolní Cramer-Raova mez určení frekvence vzorkovaného signálu za předpokladu šumu s Gaussovským rozdělením pravděpodobnosti, nulovou střední hodnotou a rozptylem definovaným pomocí SNR je dána jako [58]

$$\text{var}(\hat{f}) \geq \frac{6}{\text{SNR} \cdot N(N^2 - 1) \cdot 2\pi}, \quad (102)$$

kde N je počet vzorků signálu, ze kterých je frekvenci určována. Maximálním věrohodným odhadem frekvence signálu, který se pro dostatečnou hodnotu SNR blíží k CRLB je (při uvažování dostatečného počtu vzorků signálu) poloha maxima spektrogramu ([29], str. 195).

Spektrogramy získané jednou z metod uvedených v předchozí kapitole mají relativně velkou šířku pásma 6,25 MHz. Standardní odchylka odhadu frekvence jako střední frekvence kanálu spektrogramu s nejvyšším výkonem je rovna (předpokládáme rovnoměrné rozložení pravděpodobnosti frekvencí signálu)

$$\sqrt{(6,25 \cdot 10^6)^2 / 12} = 1,8 \text{ MHz}. \quad (103)$$

Nabízí se použití interpolace skutečné polohy maxima z úrovně ostatních kanálů spektrogramu, a tím i snížení standardní odchylky. Hodnoty spektrogramu v ostatních kanálech nejsou ale dány jen skutečnou frekvencí signálu, ale i jeho časovým průběhem a zejména použitou váhovací funkcí.

8.3.2 Odhad frekvence z průběhu IFM

Výhodné je použít místo maxima spektrogramu průběh fáze v jednotlivých výstupech určené časově-frekvenční distribuce. Přímočarou metodou je přitom stanovení průběhu okamžité frekvence (IFM) každého výstupního kanálu distribuce jako

$$\text{IFM}[n, k] = \frac{\arg(\text{STFT}[(n+1)M, k]) - \arg(\text{STFT}[nM, k])}{2\pi M}, \quad (104)$$

kde M je opět decimální faktor, \arg označuje fázi příslušného vzorku a kanálu distribuce. Nosnou frekvenci impulsu potom můžeme získat různými metodami průměrování průběhu IFM mezi začátkem a koncem impulsu. Jednoduchý aritmetický průměr je jednou z možností, důmyslnějším způsobem váhování se ale můžeme více přiblížit k CRLB. Nejmenší váhu je nutné přiřadit vzorkům ze začátku

a konce impulsu, naopak váhu nejvyšší potom vzorkům uprostřed, kde má signál nejvyšší amplitudu a odhad frekvence je tak nejvěrohodnější.

Pro dostatečnou hodnotu SNR se k CRLB můžeme přiblížit odhadem frekvence popsáním v [59], definovaným jako

$$\hat{f}_c = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=n_{start}}^{n_{stop}-1} w[n] \cdot IFM[n, k], \quad (105)$$

kde n_{start} a n_{stop} jsou vzorky označující začátek a konec impulsu, k označuje frekvenční kanál a pro váhovací funkci platí

$$w[n] = \frac{\frac{3}{2}N}{N^2 - 1} \left(1 - 4 \left[\frac{k - \left(\frac{N}{2} - 1 \right)}{N} \right]^2 \right) \quad n = 0, 1, \dots, N - 2 \quad N = n_{stop} - n_{start} \quad (106)$$

Další možností je použití hodnoty spektrogramu daného vzorku jako váhy, čímž opět upřednostňujeme hodnoty z prostřed impulsu před hodnotami z jeho náběžné a sestupné hrany, navíc také potlačujeme hodnoty přechodu z jednoho stavu fáze do jiného v případě fázových modulací. Nosnou frekvenci určíme jako

$$\hat{f}_c = \frac{1}{2\pi} \frac{\sum_{n=n_{start}}^{n_{stop}} STFT[n, k] \cdot IFM[n, k]}{\sum_{n=n_{start}}^{n_{stop}} STFT[n, k]}. \quad (107)$$

8.3.3 Numerická simulace

Kvalitativně popíšeme odhady frekvence opět numerickou simulací, neboť nás zajímá jejich chování nejen pro hodnoty vysokého SNR, ale zejména pro jeho malou velikost. Použijeme přitom výstupy spektrogramu získaného pomocí všech tří metod z kapitoly 8.2 vždy pro integrátor délky jedna, neboť tak budeme mít k dispozici více vzorků IFM. Výsledky jsou opět zpracovány vykreslením závislosti standardní odchylky určené střední frekvence impulsu od jeho skutečné hodnoty na SNR. Třída signálů se přitom opět shoduje se skupinou uvedenou v kapitole 5.1. Monte Carlo odběhy simulace je vyhodnocena trojice způsobů průměrování IFM, a to aritmetický průměr, váhovaný průměr dle (105) a průměr váhovaný aktuální hodnotou spektrogramu podle (107). Závislosti přesnosti odhadu na SNR jsou v obr. 75 až obr. 98, podobně jako u výsledků přesnosti určení TDOA jsou zde vykresleny, kromě odchylky, i průběhy střední hodnoty tak, abychom věděli ve kterých případech jde o odhad nevychýlený a kdy naopak chyba odhadu vykazuje nenulovou střední

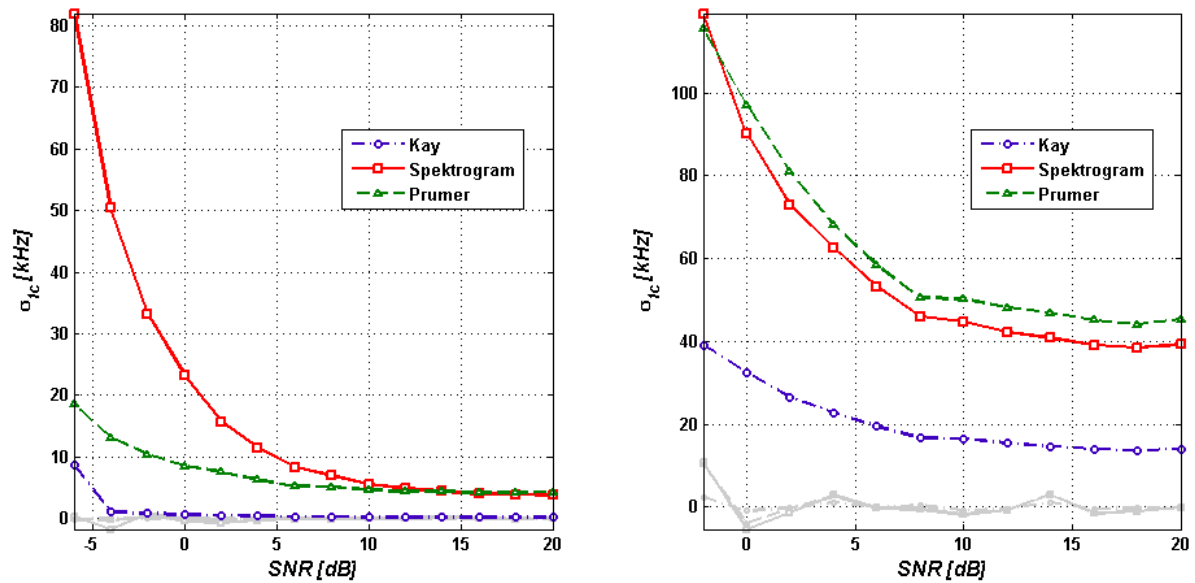
hodnotu. Osa SNR je přizpůsobena pro různé šířky impulsu tak, aby nejnižší hodnota odpovídala minimálnímu SNR pro spolehlivou detekci signálu určenou v kap. 8.2.

V souladu s očekáváním je nejpřesnějšího odhadu dosaženo pro nemodulovaný impuls, kdy nedochází ke změně nosné frekvence, ani skokové změně fáze a odhad je tak stabilní. Metoda váženého průměru dle hodnoty spektrogramu (107) v případě zmíněného typu impulsu nemá žádný přínos, neboť její přesnost není nikdy lepší než přesnost dle (105) (v průbězích označen jako „Kay“). Pro vysoké hodnoty SNR resp. krátké nemodulované impulsy je tento odhad frekvence přesnější než odhad aritmetickým průměrem (viz obr. 75 a obr. 76 resp. obr. 83 a obr. 84 a konečně obr. 91 a obr. 92).

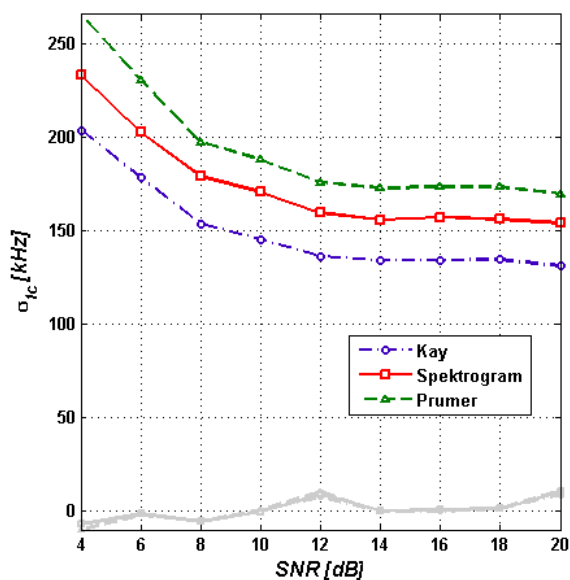
Pro lineárně frekvenčně modulovaný impuls (obr. 77 a obr. 78, resp. obr. 85 a obr. 86, resp. obr. 93 a obr. 94) je z nenulové střední hodnoty chyby odhadu vidět, že se jedná o odhad vychýlený. Příčinou je časová závislost nosné frekvence a její odečet v jiném místě, než střed impulsu.

U fázově modulovaných impulsů je odhad váhování hodnotami spektrogramu nejpřesnější. V okamžiku změny fáze a tím i nesprávné hodnoty IFM je totiž velikost spektrogramu v daném frekvenčním kanálu nízká. Stejně jako u lineárně frekvenčně modulovaného impulsu, i v případě modulace Frankovým kódem, jsou odhady nezávisle na typu metody vychýlené.

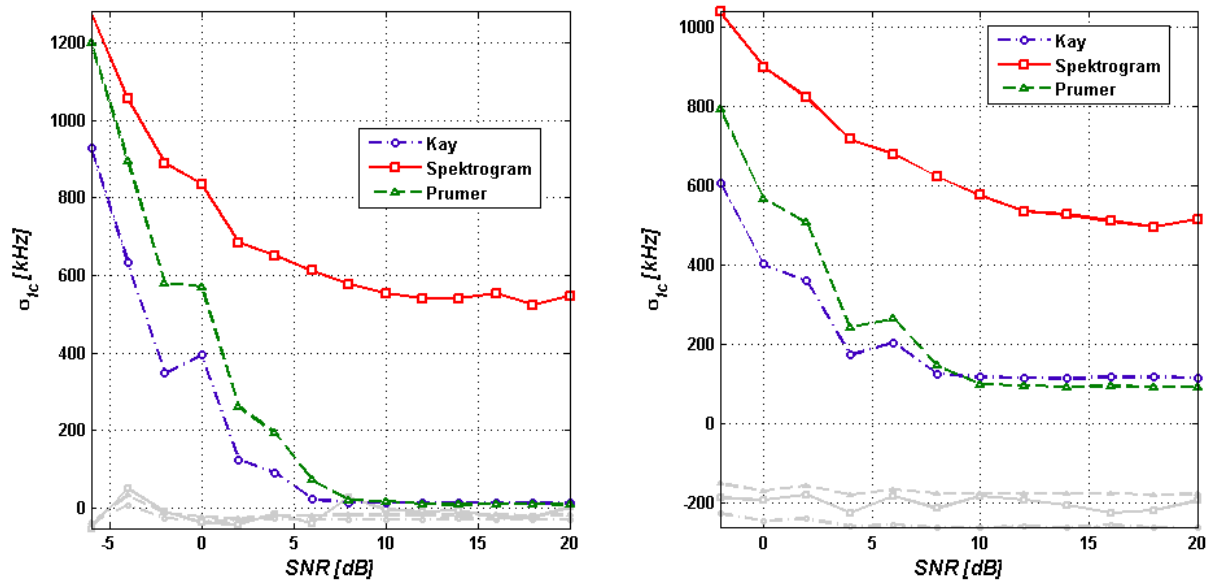
Porovnáním přesnosti výsledků napříč metodami získání časově-frekvenční distribuce je vidět, že spolehlivý odhad v případě dlouhých impulsů poskytuje spektrogram získaný váhováním filtrem. Pro $SNR=20$ dB je v případě nemodulovaného impulsu standardní odchylka nosné frekvence pouhých 90 Hz (odhad „Kay“), 3,56 kHz (spektrogram) resp. 5,25 kHz (průměr). Větší odchylku oproti zbylým dvěma metodám určení spektrogramu můžeme pozorovat v případě impulsu s lineární frekvenční modulací, kdy dochází k přechodu signálu mezi jednotlivými frekvenčními kanály a vlivem krátké doby trvání impulsu pak algoritmus není schopen tuto změnu správně zpracovat. Tento problém se neprojevuje u polyfázové banky filtrů, kdy pracujeme s nižším faktorem decimace, stejně jako u spektrogramu získaného váhováním oknem, kdy jsou kanály mnohem širší, než při váhování filtrem.



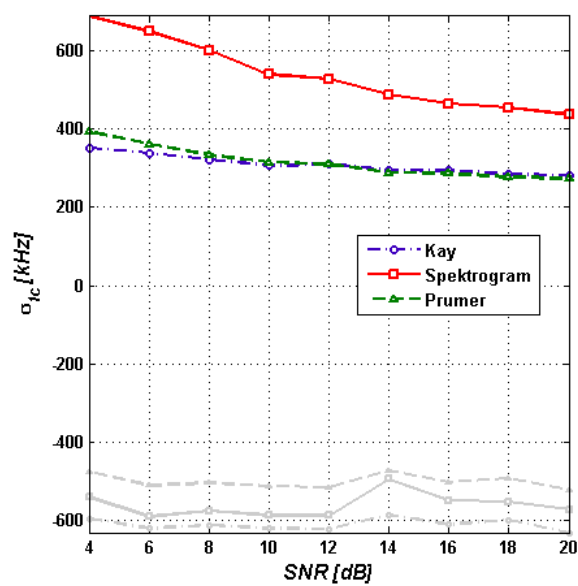
Obr. 75 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven váhováním oknem, impuls bez vnitřní modulace, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



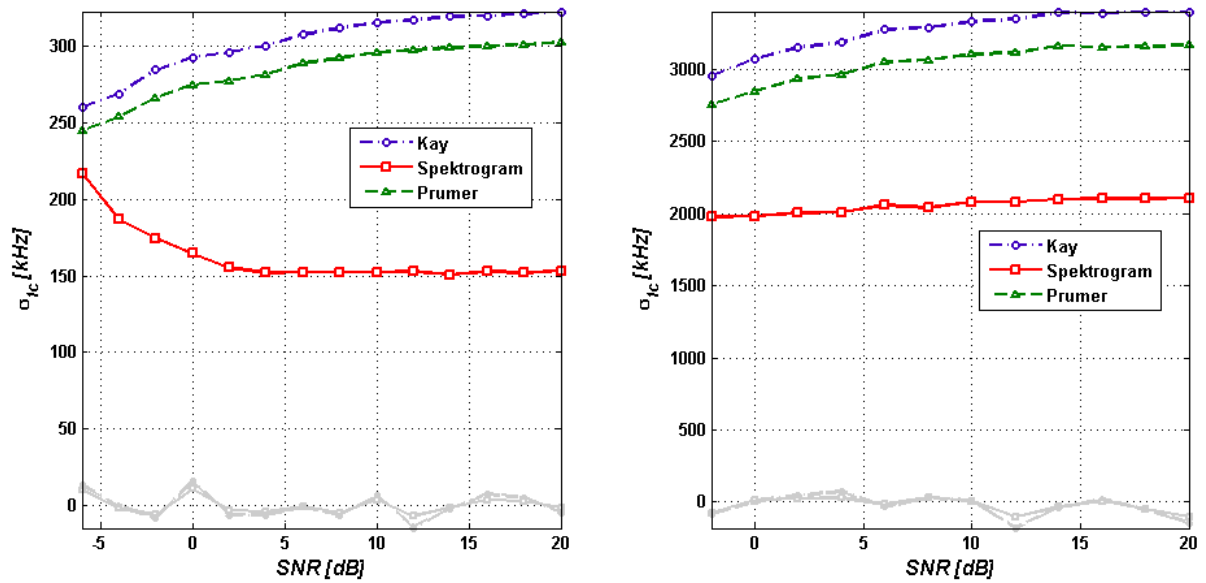
Obr. 76 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven váhováním oknem, impuls bez vnitřní modulace, PW = 0,3 μ s.



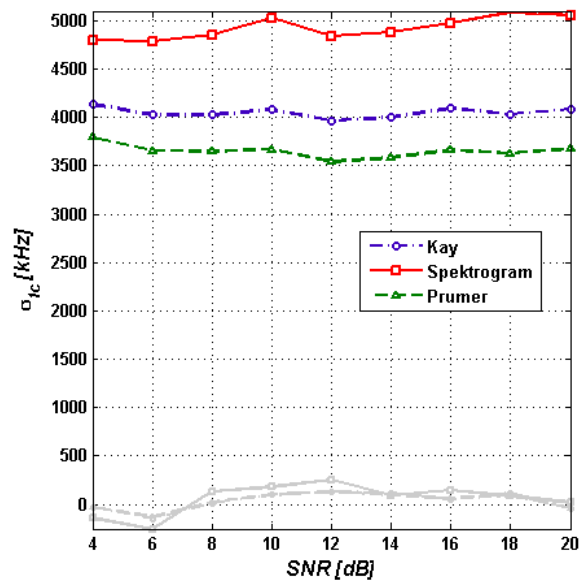
Obr. 77 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven váhováním oknem, impuls s lineární frekvenční modulací se zdvihem 10 MHz, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



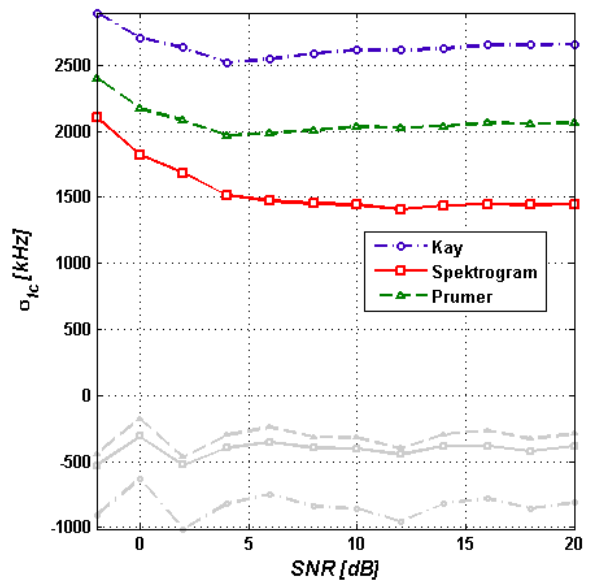
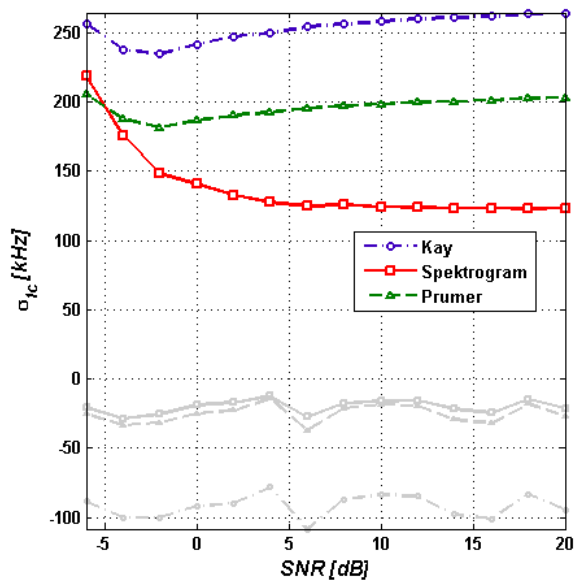
Obr. 78 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven váhováním oknem, impuls s lineární frekvenční modulací se zdvihem 10 MHz, PW = 0,3 μ s.



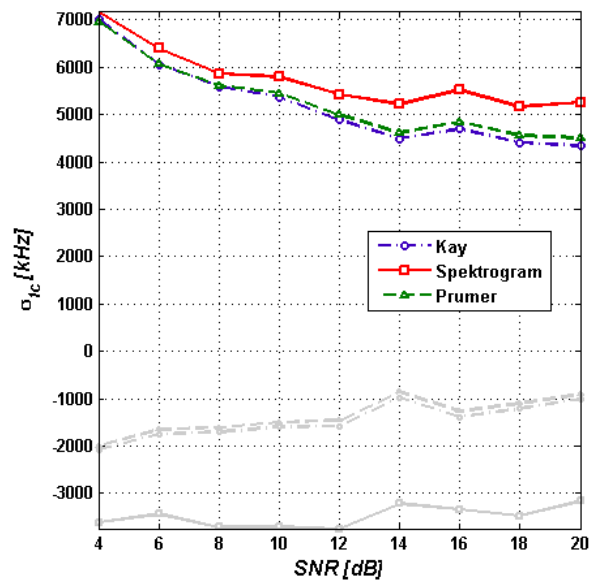
Obr. 79 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven váhováním oknem, impuls s modulací Barker13, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



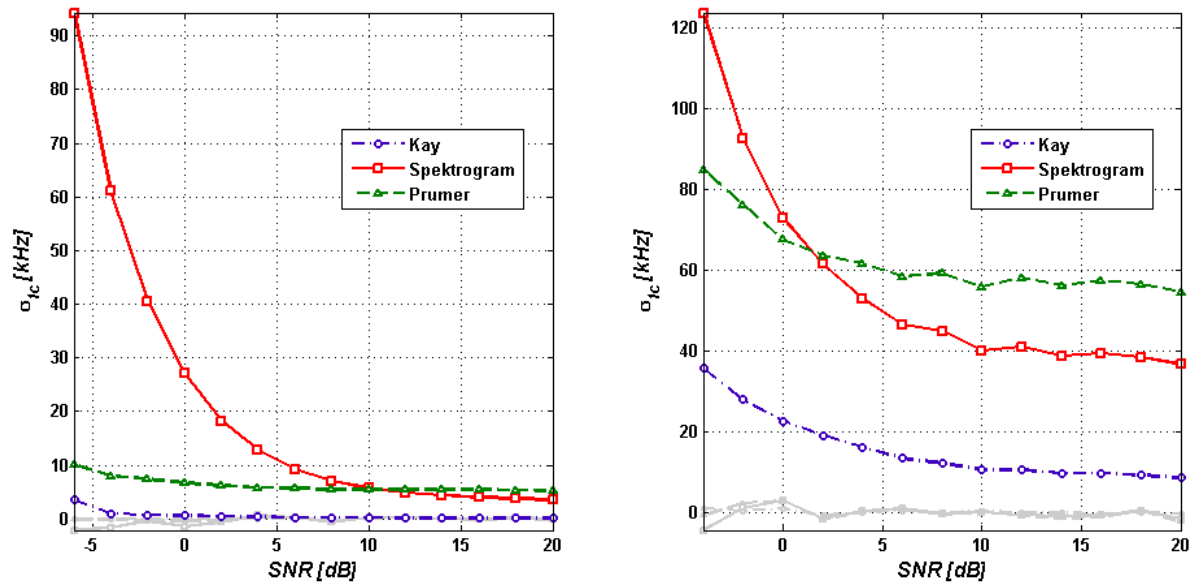
Obr. 80 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven váhováním oknem, impuls s modulací Barker13, PW = 0,3 μ s.



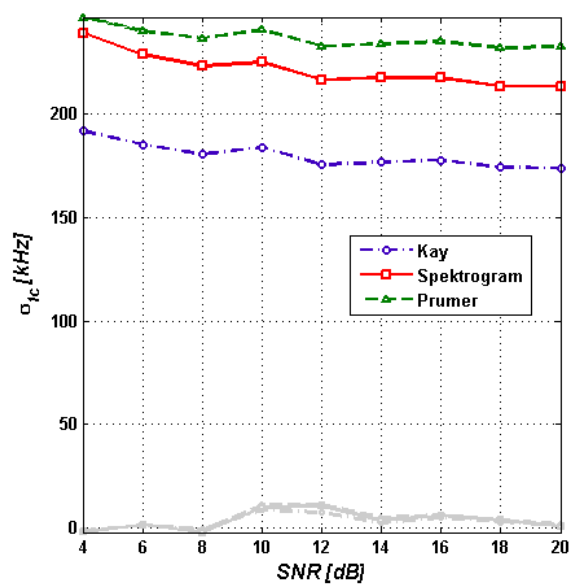
Obr. 81 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven váhováním oknem, impuls s modulací Frankovým kódem, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



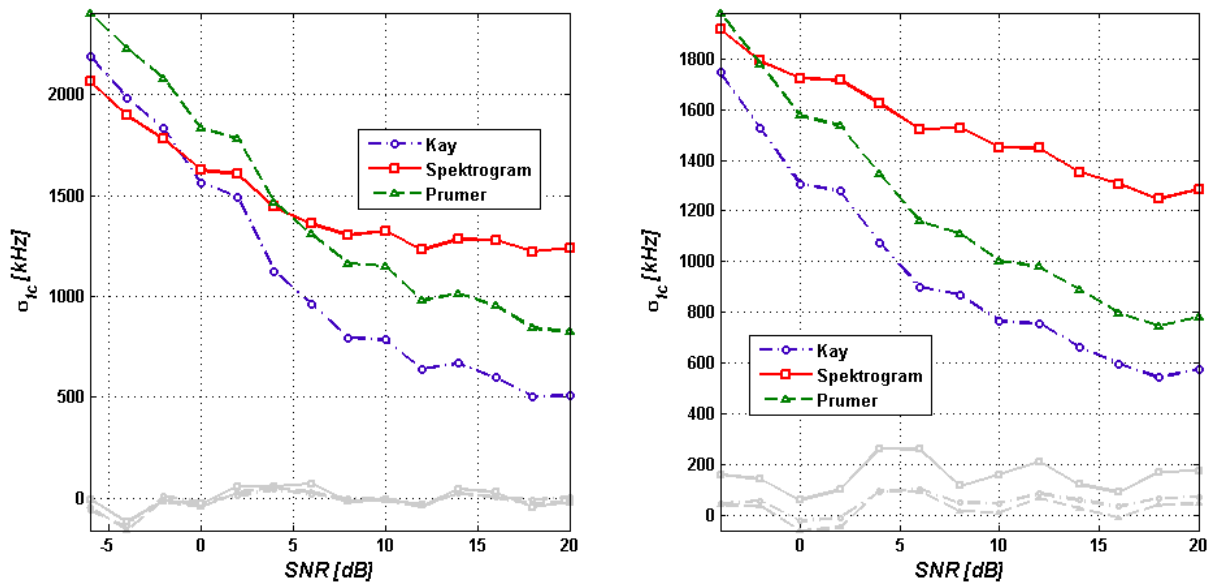
Obr. 82 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven váhováním oknem, impuls s modulací Frankovým kódem, PW = 0,3 μ s.



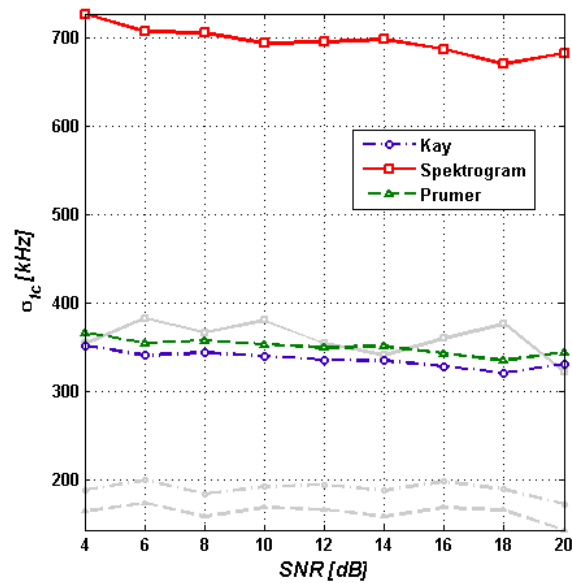
Obr. 83 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven váhováním filtrem, impuls bez vnitřní modulace, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



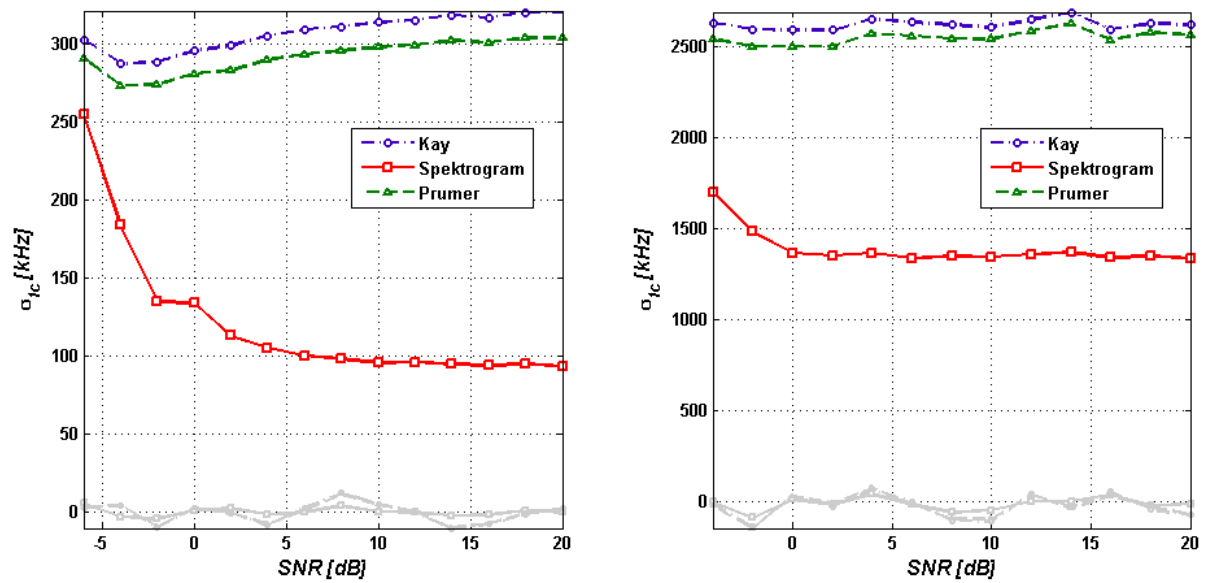
Obr. 84 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven váhováním filtrem, impuls bez vnitřní modulace, PW = 0,3 μ s.



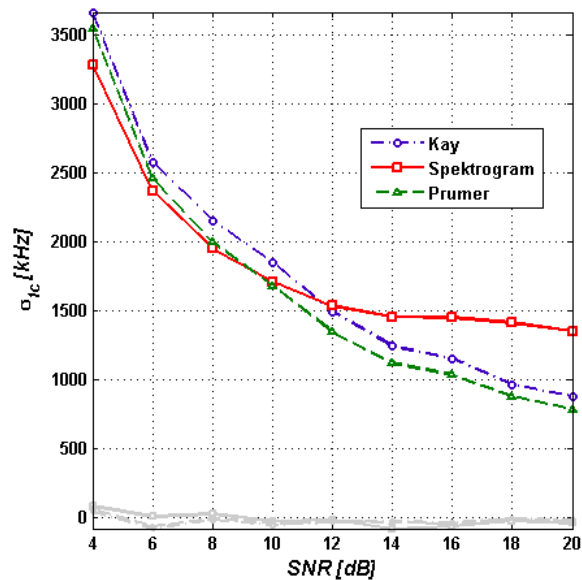
Obr. 85 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven váhováním filtrem, impuls s lineární frekvenční modulací se zdvihem 10 MHz, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



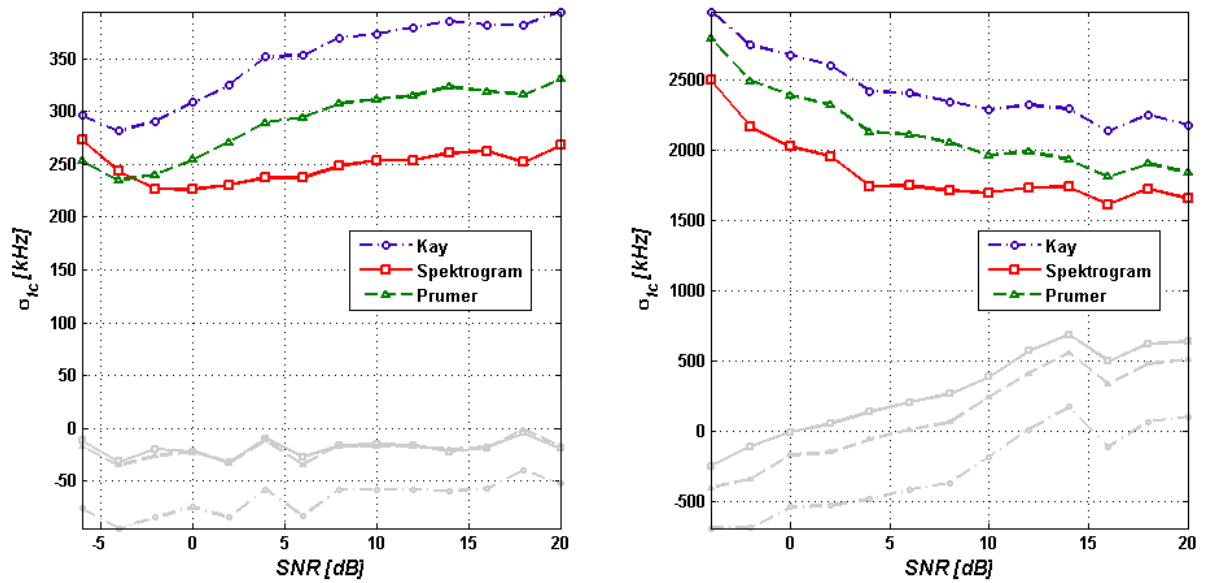
Obr. 86 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven váhováním filtrem, impuls s lineární frekvenční modulací se zdvihem 10 MHz, PW = 0,3 μ s.



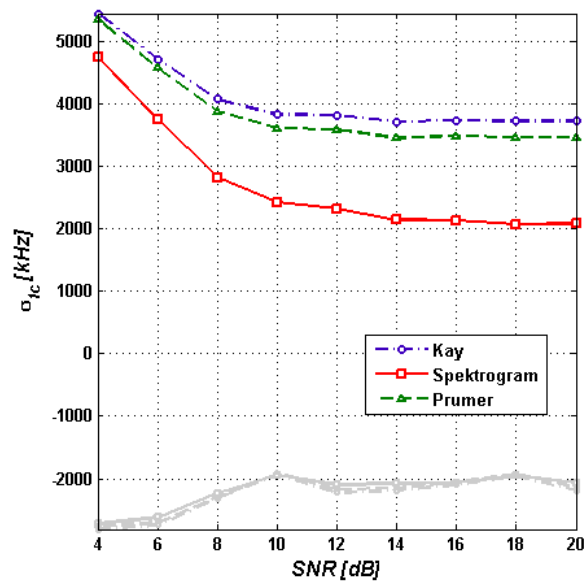
Obr. 87 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven váhováním filtrem, impuls s modulací Barker13, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



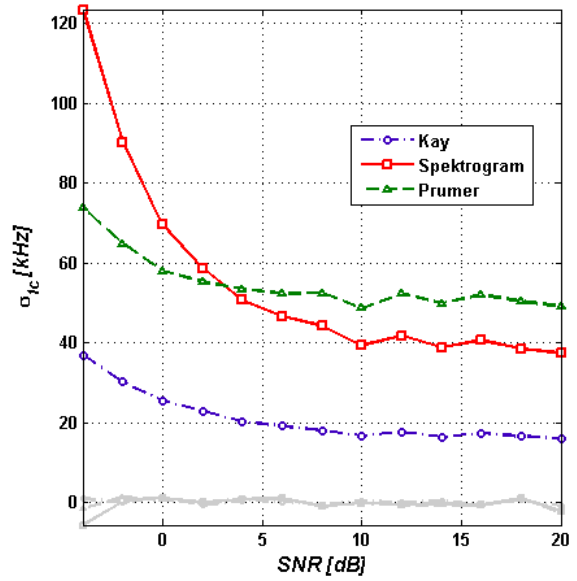
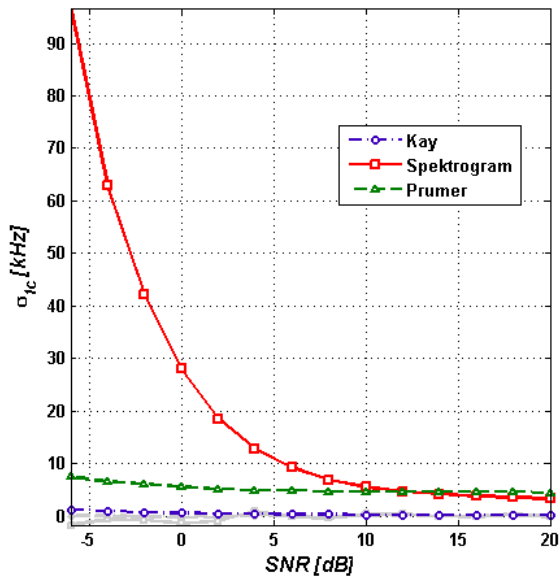
Obr. 88 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven váhováním filtrem, impuls s modulací Barker13, PW = 0,3 μ s.



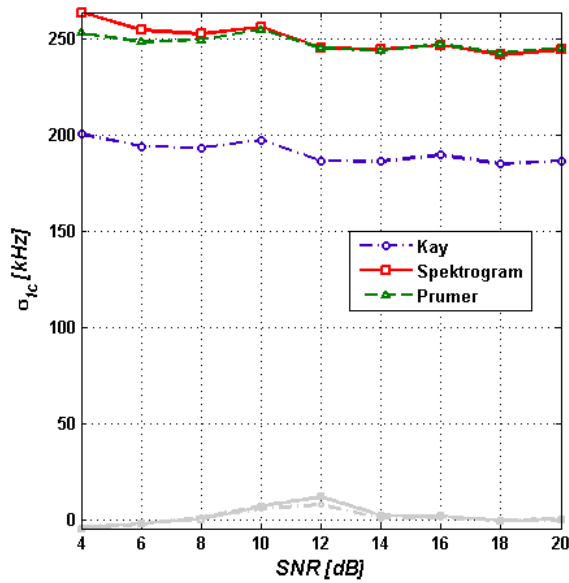
Obr. 89 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven váhováním filtrem, impuls s modulací Frankovým kódem, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



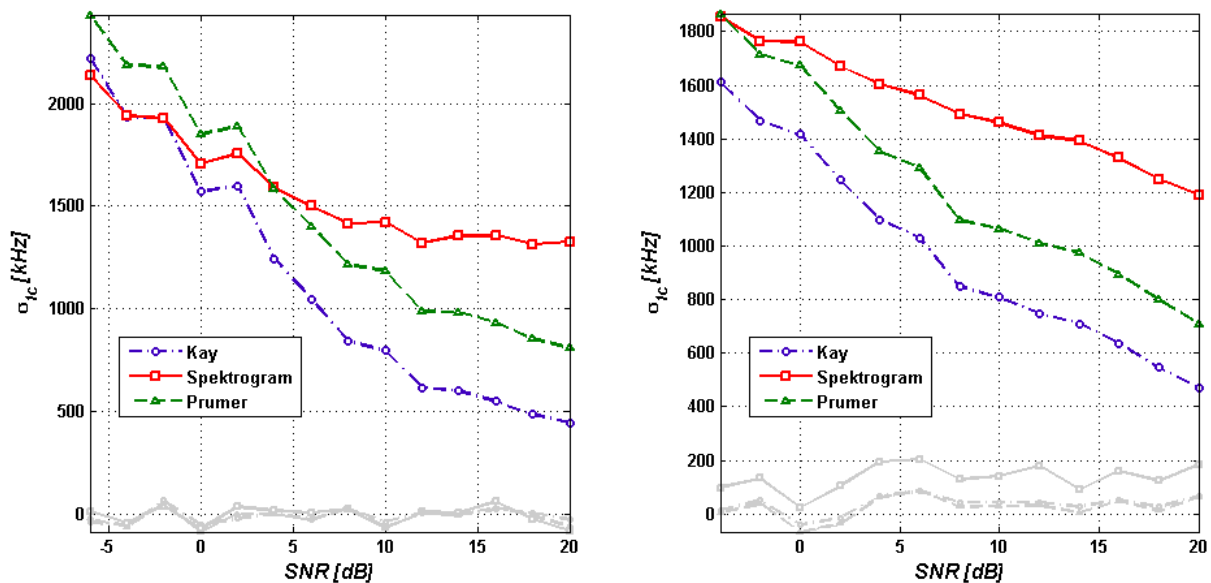
Obr. 90 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven váhováním filtrem, impuls s modulací Frankovým kódem, PW = 0,3 μ s.



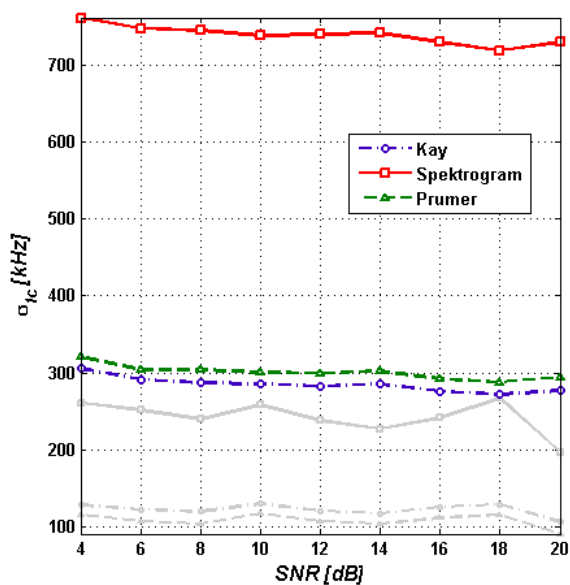
Obr. 91 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven polyfázovou bankou filtrů, impuls bez vnitřní modulace, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



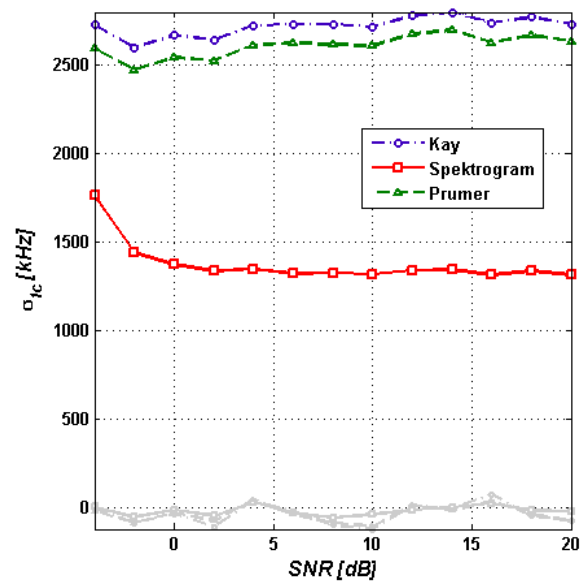
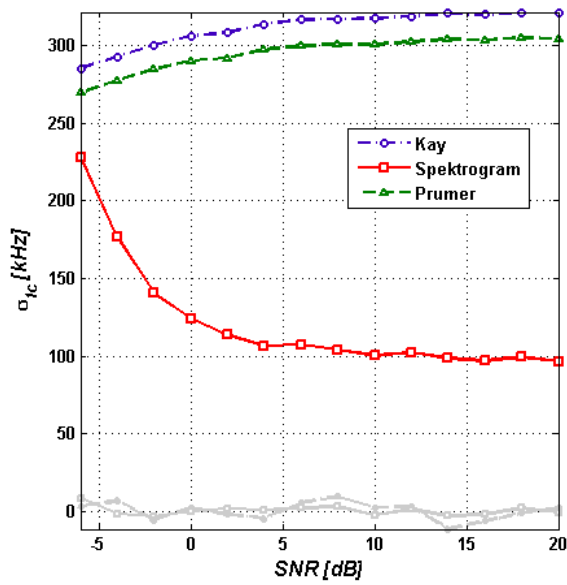
Obr. 92 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven váhováním filtrem, impuls bez vnitřní modulace, PW = 0,3 μ s.



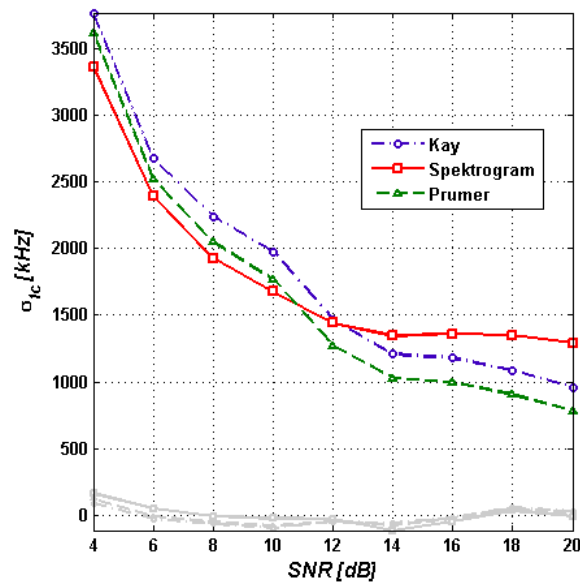
Obr. 93 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven polyfázovou bankou filtrů, impuls s lineární frekvenční modulací (zdvih 10 MHz), PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



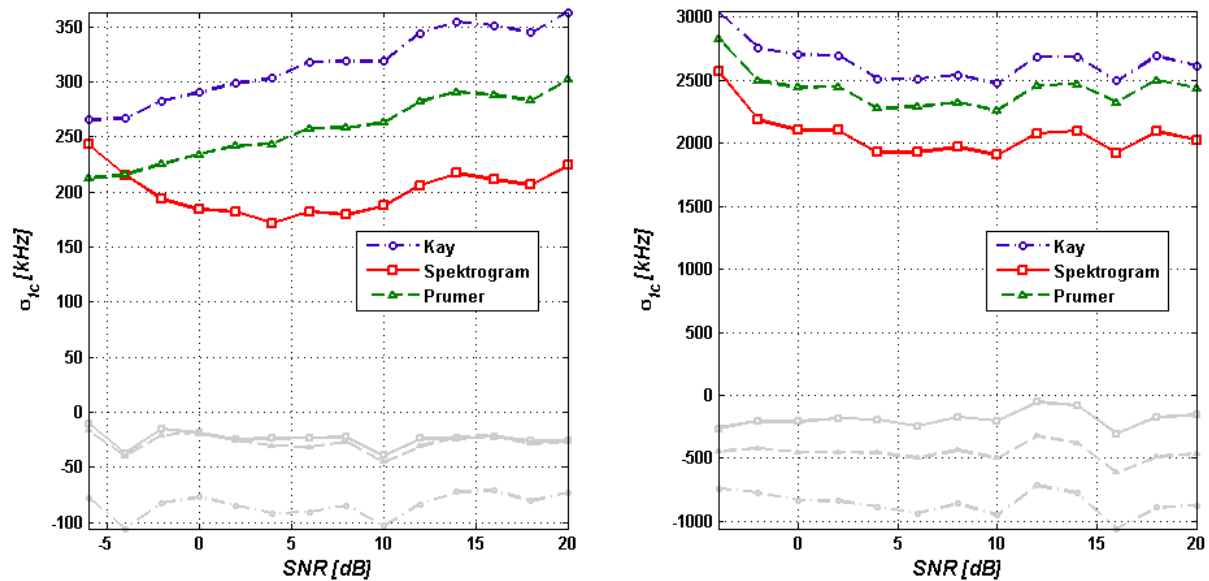
Obr. 94 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven polyfázovou bankou filtrů, impuls s lineární frekvenční modulací (zdvih 10 MHz), PW = 0,3 μ s.



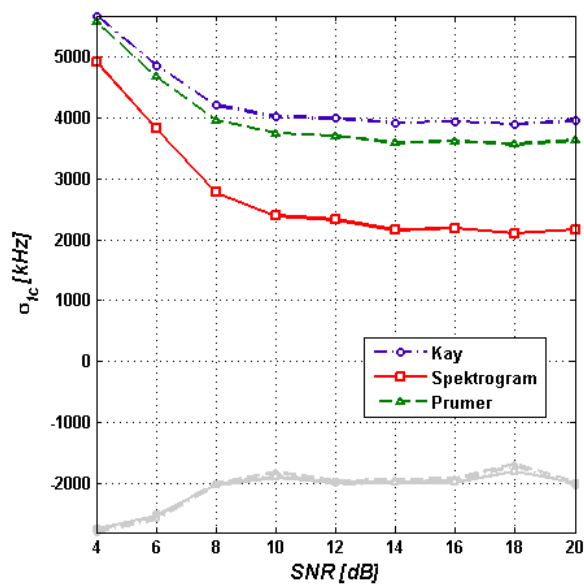
Obr. 95 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven polyfázovou bankou filtrů, impuls s modulací Barker13, PW = 10 μs (vlevo), PW = 1 μs (vpravo).



Obr. 96 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven polyfázovou bankou filtrů, impuls s modulací Barker13, PW = 0,3 μs.



Obr. 97 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven polyfázovou bankou filtrů, impuls s modulací Frank, PW = 10 μ s (vlevo), PW = 1 μ s (vpravo).



Obr. 98 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR. Spektrogram stanoven polyfázovou bankou filtrů, impuls s modulací Frank, PW = 0,3 μ s.

9 ZÁVĚR

Tato disertační práce se věnuje několika oblastem číslicového zpracování signálů pasivních sledovacích systémů. Její text je obsahově zaměřen na popis vlastností a výběru algoritmů pro skupinu časoměrných systémů. Jen okrajově jsou zmíněny ostatní principy pasivní lokalizace, tj. systémy směroměrné a koherentní. Směroměrné systémy mohou přitom s časoměrnými sdílet některé metody, zejména detekci a extrakci parametrů signálu. Měření směru je potom provedeno například algoritmem MUSIC [60] či ESPRIT [61]. Systémy koherentní jsou principem své činnosti od časoměrných i směroměrných relativně vzdálené, zejména kvůli práci se signálem se spojitou nosnou vlnou, na druhou stranu ale i u nich je třeba měřit čas příchodu a obvykle i směr. Proto můžeme nalézt univerzální společné principy, které se vyskytují napříč všemi uvedenými principy pasivní lokalizace.

Práce obsahuje především teoretické rozbory, matematické popisy a její hlavní náplní jsou výsledky numerických simulací vybraných perspektivních algoritmů zpracování signálů. Technologické pokroky na poli hardwaru určeného k digitalizaci signálu a následných výpočetních nástrojů vytváří reálné předpoklady pro jejich úspěšnou společnou implementaci do jediného zařízení, které bude poskytovat vyšší užité vlastnosti v rovině spolehlivosti, odolnosti proti elektromagnetickému rušení či adaptability ve formě rychlé změny konfigurace dle aktuální situace.

9.1 Model příjmu signálu

Byl vytvořen počítačový model příjmu signálu v prostředí Matlab. Tento dále slouží k vyhodnocení přínosu jednotlivých probíraných algoritmů. Jeho součástí je generátor vzorků komplexní obálky impulsního signálu a šumu. Model předpokládá šum s Normálním rozdělením pravděpodobnosti s nulovou střední hodnotou, velikost rozptylu je dána požadovaným SNR. Třída zvolených impulsních signálů zahrnuje signál bez vnitroimpulsní modulace, impuls s lineární frekvenční modulací s definovaným frekvenčním zdvihem a impulsy s fázovou modulací, konkrétně posloupností Barker13 a Frankovým kódem. Její rozšíření na další existující fázové modulace je velmi jednoduché a stačí definovat průběh okamžité fáze v rámci impulsu.

Přijímací řetězec je v modelu reprezentován velice jednoduše - filtrací odpovídající použití mezifrekvenčního filtru. Nejsou tak modelovány různé projevy nelinearit předřazených směšovačů, zesilovačů a dalších analogových komponentů, což ovšem neznamená, že jejich vliv zůstal v práci bez povšimnutí. Bylo ale oprávněně předpokládáno, že proti projevům šumu je jejich účinek na prezentované výsledky marginální. Proces vzorkování signálu je simulován odběrem vzorků v čase

definovaném vzorkovací periodou a není modelován až do úrovně kvantování amplitudy. To je opět do určité míry nahrazeno generovaným šumem. Při správně navrženém přijímacím řetězci, jsou totiž projevy kvantování eliminovány, protože zisk řetězce před vzorkováním je nastaven tak, aby nejnižší kvantovací úroveň byla nižší, než amplituda tepelného šumu generovaného systémem. Potom lze říci, že významnější než projevy kvantování signálu vzorkovačem, bude vliv použité výpočetní aritmetiky. Počítá se totiž s implementací algoritmů do prostředků pracujících v aritmetice s pevnou řádovou čárkou, kdy je třeba správně volit bitovou šířku slova jednotlivých užitých komponent. Vliv aritmetiky s pevnou řádovou čárkou v textu není zmíněn a je jedním z námětů na další výzkum předcházející realizaci zařízení.

9.2 Měření času příchodu

Přesnost měření času příchodu byla první zkoumanou veličinou. Vyhodnocena je jako funkce SNR obou signálů při nastavených dalších parametrech simulace (typ modulace, faktor decimace).

Výsledky simulací detektoru s adaptivním prahem, který používá demodulovaný a v čase decimovaný průběh amplitudové obálky signálu ukazují, že tato metoda původně zavedená v analogových přijímačích, může nalézt uplatnění i v případě implementace do číslicové podoby. Na druhou stranu musíme zmínit, že správná funkce detektoru vyžaduje určitou minimální hodnotu SNR obou signálů. Chyba TDOA se pohybuje od 15 ns, právě pro minimální SNR rovném 9 dB, až do jednotek nanosekund pro SNR 24 dB. Její velikost roste s prodlužující se náběžnou hranou impulsu, protože dochází k většímu ovlivnění tohoto přechodu vzorky šumu. Vliv modulace by měl být na první pohled zanedbatelný, vždyť pracujeme pouze s amplitudou signálu. Přesto jsou ale výsledky dle typu modulace různé. U modulací fázových totiž dochází ke skokové změně amplitudy obou kvadraturních složek. Vlivem šumu a konečné rychlosti změny fáze v přijímacím řetězci ale vzniká pokles v průběhu okamžité amplitudy v místech fázových změn a tím k možnosti ovlivnění funkce detektoru. Tento projev nabývá na významu zejména u krátkých impulsů.

Jiným vyšetřovaným způsobem určení TDOA je vzájemná korelace amplitudových obálek signálů. Opět se jedná o průběhy decimované v čase na nižší vzorkovací rychlost než je původně vzorkován mezifrekvenční signál. Touto metodou je dle výsledků simulací možné určit TDOA i pro signály se SNR rovným 3 dB, což představuje zisk 6 dB, nebo chceme-li, zvýšení dosahu systému ve vzdálenosti na dvojnásobnou hodnotu. I v případě korelace potom můžeme pozorovat projev poklesů amplitudové obálky fázově modulovaných impulsů, které vedou k ostřejšímu

maximu korelační funkce a tedy přesnějšimu odečtu TDOA, než u nemodulovaných impulsů.

Posledním způsobem stanovení TDOA podrobeným numerické simulaci je, na přenos signálů z jednotlivých senzorů systému na měřící stanici, nejnáročnější metoda. Ta spočívá ve výpočtu vzájemné korelační funkce komplexních obálek signálů. Odhad TDOA je v tomto případě, stejně jako u korelace amplitudových obálek, nevychýlený a velikost standardní odchylky se asymptoticky blíží k nulové hodnotě pro vysoké SNR. S relativně malou chybou jsme tímto způsobem schopni vyhodnotit i případy, kdy výkon jednoho ze signálů bude nižší než výkon šumu (SNR = -3 dB).

9.3 Detekce signálu

Detekce signálu by logicky měla být zařazena před stanovení času příchodu. Časoměrný systém ovšem může být kromě funkce lokalizace polohy zdroje signálu také určen k detekci a extrakci parametrů i v případech, kdy nebude schopný sestavit řešení v hyperbolickém prostoru a polohu stanovit. Z tohoto důvodu je simulacemi ověřena i možnost detekce signálů se záporným SNR.

Jako první jsou teoreticky odvozeny průběhy pravděpodobnosti detekce signálu z časového průběhu amplitudové obálky. Od nejjednoduššího způsobu porovnávání každého vzorku s nastaveným prahem kdy je pro 95% pravděpodobnost detekce a danou pravděpodobnost falešného poplachu třeba SNR kolem 14 dB, až po integraci 64 po sobě jdoucích vzorků, kdy je k dosažení stejné pravděpodobnosti detekce třeba SNR jen -0,25 dB.

Přesunem z časového průběhu signálu do jeho distribuce v rovině čas-frekvence se dostaneme k ještě nižším hodnotám SNR. Detekce pak probíhá porovnáním hodnot spektrogramu s nastavenou hodnotou prahu. Numerické simulace v tomto případě posloužily nejen k nalezení závislosti pravděpodobnosti detekce na SNR signálu, ale i k samotnému nalezení prahových hodnot. Jejich analytické vyjádření je totiž prakticky nemožné.

K dalšímu zvýšení efektivnosti algoritmu byla použita metoda nekoherentní integrace, kdy jsou podobně jako u integrace v časové oblasti, akumulovány vzorky spektrogramu v ose času. Výsledky v této části textu jsou velice slibné, neboť detekce je možná v případě všech druhů signálů z použité třídy i hluboko pod šumem (až -13 dB pro dlouhé impulsy).

Popsány byly tři způsoby získání časově-frekvenční distribuce, které více či méně, snižují výpočetní náročnost tohoto procesu. Velice efektivním způsobem se jeví

použití polyfázové banky filtrů při jejímž teoretickém popisu byly pomocí blokových schémat zmíněny i možné způsoby implementace.

9.4 Odhad nosné frekvence

Posledním parametrem signálu u kterého byly zkoumány možnosti stanovení je nosná frekvence. Přímo se nabízí využití průběhu získané časově-frekvenční distribuce, resp. z fáze jejích vzorků v jednotlivých kanálech určený průběh okamžité frekvence. Byly porovnány tři různé metody odhadu frekvence pro všechny popsané způsoby získání časově-frekvenční distribuce. Odlišnost jednotlivých metody přitom spočívá v různém váhování průběhu okamžité frekvence v rámci trvání impulsu.

Dle očekávání je nejpřesnější odhad pro dlouhý impuls bez vnitřní modulace, kdy je chyba určení nosné v řádu desítek Hz. Výhoda váhování průběhu okamžité frekvence aktuální hodnotou spektrogramu se naplno projevila v případě fázově modulovaných impulsů, kdy tímto způsobem dostáváme nejlepší odhad. Nenulová střední hodnota, tedy vychýlený odhad, byla zjištěna u frekvenčně modulovaného impulsu a impulsů s fázovou modulací Frankovým kódem.

9.5 Možnosti další práce

Téma předložené disertační práce je velice komplexní a bylo by překvapivé, pokud by v textu bylo beze zbytku vyčerpáno. Zpracování signálů je navíc disciplínou velmi dynamickou. Obvykle je totiž možnost implementace algoritmů v reálných zařízeních limitována dostupným výpočetním výkonem. Ten se ale rapidně zvyšuje s každou novou generací prostředků, ať již v oblasti klasických či signálových mikroprocesorů, nebo programovatelných logických obvodů. Přináší tak možnosti implementovat metody dříve nepoužitelné.

V textu nebyly například nijak zkoumány možnosti klasifikace typů signálu, která stejně jako měření nosné frekvence, může využít průběhu okamžité fáze. Na jeho základě lze rozhodnout (pomocí metod jako např. LDA – Linear Discriminant Analysis [62], PCA – Principal Component Analysis [63], či ICA – Independent Component Analysis [64]) zda jde o signál bez vnitřní modulace, s frekvenční modulací resp. modulací fázovou, atd.

Již byla uvedena nutnost definice bitové šířky jednotlivých prvků použitých při realizaci algoritmů ve výpočetních prostředcích pracujících s pevnou řádovou čárkou. I zde se jako ideální nástroj jeví aplikace numerických simulací v prostředí Matlab doplněném o rozšiřující modul pro výpočty v pevné řádové čárce, Fixed-Point Toolbox.

POUŽITÁ LITERATURA

- [1] Svoboda, P. Padesát let oboru pasivních sledovacích systémů v České republice. *Sdělovací technika*, 10/2009, s. 8-10. ISSN 0036-9942.
- [2] Clausing, Donald J. *Aviator's Guide to Navigation*. 3rd edition. 1997. ISBN 0-07-011792-6.
- [3] Wiley, Richard G. *ELINT: The Interception and Analysis of Radar Signals*. 1st edition. 2006. ISBN-10: 1-58053-925-4.
- [4] Howland, P. E. – Maksimiuk, D. – Reitsma, G. FM Radio Based Bistatic Radar. *IEE Proc –Radar Sonar Navig*, June 2005, vol. 152, no. 3, s. 107-115. ISSN 1350-2395.
- [5] Plšek, R. - Stejskal, V. - Pelant, M. - Slezák, L. FM-Based Passive Coherent Location System, Detection and Accuracy. In Proceedings of the International Conference on Military Technologies 2009. Brno: University of Defence, 2009. s. 448-457. ISBN 978-80-7231-649-6.
- [6] Hill, D. – GaLLoway, P. *Multi-Static Primary Surveillance Radar – An examination of Alternative Frequency Bands*. [online]. Issue 1.2. c2008 [cit. 2010-06-10]
<http://www.eurocontrol.int/surveillance/gallery/content/public/documents/MSP_SR_StudyReport1_2.pdf>.
- [7] Cooley, J. W., - Tukey, J.W. An Algorithm for the Machine Computation of the Complex Fourier Series. *Mathematics of Computation*, April 1965, vol. 19, s. 297-301.
- [8] Stevens, M.C. *Secondary Surveillance Radar*. 1st edition. 1988. ISBN 0-89006-292-7.
- [9] Misra, D. K. *Radio-Frequency and Microwave Communications Circuits: Analysis and Design*. 1st edition. 2001. ISBN 0-471-41253-8.
- [10] Prchal, J. - Šimák, B. *Digitální zpracování signálů v telekomunikacích*. Skripta ČVUT, Praha, 2001.
- [11] Kester, W. *Which Architecture is Right for Your Application?* [online]. June 2005 [cit. 2010-06-17]

- <http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/39-06/architecture.pdf>>.
- [12] *Understanding Pipelined ADCs*. [online]. March 2001 [cit. 2010-06-19] <http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1023.pdf>>.
- [13] *The ABCs of ADCs: Understanding How ADC Errors Affect System Performance*. [online]. April 2001. [cit. 2010-06-21] <http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN748.pdf>>.
- [14] Gray, N. *ABCs of ADCs Analog-to-Digital Converter Basics*. [online]. June 2006. [cit. 2010-06-21] http://www.national.com/appinfo/adc/files/ABCs_of_ADCs.pdf>.
- [15] *Coherent Sampling vs. Window Sampling*. [online]. March 2002. [cit. 2010-06-21] <http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1040.pdf>>.
- [16] Balestrieri, E. *PhD Thesis*. [online]. June 2007. [cit. 2010-06-23] http://grouper.ieee.org/groups/1241/tesi_dottorato_Balestrieri.pdf>.
- [17] Kester, A. W. *Data conversion handbook*. 1st edition. 2005. ISBN 0-7506-7841-0.
- [18] Žalud, V. *Moderní radioelektronika*. 1. vydání. 2000. ISBN 80-86056-47-3.
- [19] Vích, R. – Smékal, Z. *Číslicové filtry*. 1. vydání. 2000. ISBN 80-200-0761-X.
- [20] Lee, H. J. A digital-background calibration technique for minimizing timing-error effects in time-interleaved ADCs. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: analog and Digital Signal Processing*. July 2000, vol. 47, issue 7, s. 603-613. ISSN 1057-7130.
- [21] Elbornsson, J. - Gustafsson, F. - Eklund, J. E. Blind equalization of time errors in a time-interleaved ADC system. *IEEE Transactions on Signal Processing*. April 2005, vol. 53, issue 4, s. 1413-1424. ISSN 1053-587X.
- [22] Plšek, R. Time Interleaved Analog-To-Digital Converters Errors Estimation. In *Proceedings of Comite 2005*, Prague, September, 2005. ISBN 80-86582-16-7.
- [23] *AD12401: 12bit, 400 MSPS A/D Converter*. [online]. 2006. [cit. 2010-06-29] http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD12401.pdf>.

- [24] *ISLA112P50: 12-bit, 500MSPS A/D Converter*. [online]. June 2010. [cit. 2010-06-29] <<http://www.intersil.com/data/fn/fn7604.pdf>>.
- [25] *ADX - ADC Interleaving IP*. [online]. c2010. [cit. 2010-06-29] <<http://spdevices.com/index.php/products2>>.
- [26] Levanon N. – Mozeson, E. *Radar Signals*. 1st edition. 2004. ISBN 0-471-47378-2.
- [27] Tsui, J. B. *Digital Techniques for Wideband Receivers*. 1st title. 1995. ISBN 0-89006-808-9.
- [28] Fields, T. W. – Sharpin, D. L. – Tsui, J. B. Digital channelized IFM receiver. In *Proceedings of IEEE tele systems conference 1994*, San Diego, CA, USA, May 1994. s. 87-90. ISBN 0-7803-1869-2.
- [29] Kay, S. M. *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. 1st title. 1993. ISBN 0-13-345711-7.
- [30] Galati, G. *Advanced Radar Techniques and Systems*. 1st edition. 1993. ISBN 0-86341-172-X.
- [31] Torrieri, D. J. The Uncertainty of Pulse Position due to Noise. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. September 1972, vol. AES-08, issue 5, s. 661-668. ISSN 0018-9251.
- [32] Kayton, M., Fried, W. R. *Avionics Navigation Systems*. 2nd Edition. 1997. ISBN 0-471-54795-6.
- [33] Skolnik, M. I. *Radar Handbook*. Third Edition. 2008. ISBN 978-0-07-148547-0.
- [34] Van Trees, H. L. *Detection, Estimation and Modulation Theory*. Part I Detection Estimation and Linear Modulation Theory. 2001. ISBN 0-471-22108-2.
- [35] Musicki, D. - Kaune, R. - Koch, W. Mobile Emitter Geolocation and Tracking Using TDOA and FDOA Measurements. *IEEE Transactions on Signal Processing*. March 2010, vol. 58, issue 3, s. 1863-1874. ISSN 1053-587X.
- [36] Johnson, J. *Implementing the Cross Ambiguity Function and Generating Geometry-Specific Signals*. Master's Thesis. Naval postgraduate school

Monterey, California. [online]. c2001. [cit. 2010-07-01]

<<http://handle.dtic.mil/100.2/ADA397131>>.

- [37] Stein, S. Algorithms for Ambiguity Processing. *IEEE Transactions on Signal Processing*. June 1981, vol. 29, issue 3, s. 588-599. ISSN 0096-3518.
- [38] Stein, S. Differential delay/Doppler ML estimation with unknown signals. *IEEE Transactions on Signal Processing*. August 1993, vol. 41, issue 7, s. 2717-2719. ISSN 1053-587X.
- [39] Auslander, L. - Tolimieri, R. Computing decimated finite cross-ambiguity functions. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*. March 1988, vol. 36, issue 3, s. 359-364. ISSN 0096-3518.
- [40] Cherniakov, M. *Bistatic Radars: Emerging Technology*. 1st Edition. 2008. ISBN 978-0-470-02631-1.
- [41] Szumski, K. - Malanowski, M. - Kulpa, J. - Porczyk, W. - Kulpa, K. Real-time software implementation of Passive Radar. In *Proceedings of EuRad 2009, European radar conference*. Rome, 2009. s. 33-36. ISBN 978-1-4244-4747-3.
- [42] Kuschel, H. - Heckenbach, J. - Muller, S. - Appel, R. Countering stealth with passive, multi-static, low frequency radars. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*. September 2010, vol. 25, issue 9, s. 11-17. ISSN 0885-8985.
- [43] Qian, S. *Joint Time-Frequency Analysis: Method and Application*. Har/Dsk edition. 1996. ISBN 978-0132543842.
- [44] Cohen, L. Time-frequency distributions - a review. *Proceedings of the IEEE*. July 1989, vol. 77, issue 7, s. 941-981. ISSN 0018-9219.
- [45] Hlawatsch, F. - Boudreaux-Bartels, G.F. Linear and quadratic time-frequency signal representations. *IEEE Signal Processing Magazine*. April 1992, vol. 9, issue 2, s. 21-67. ISSN 1053-5888.
- [46] Levanon, N. Analytic comparison of four robust algorithms for post-detection integration [radar detection]. *IEEE Proceedings of Radar and Signal Processing*. February 1992, vol. 139, issue 1, s. 67-72. ISSN 0956-375X.

- [47] Levanon, N. Censored video integration in radar detection. In *IEEE Radar Conference 1990*. Arlington, VA, USA, May 1990. s. 511-513.
- [48] Vaidyanathan, P. P. *Multirate Systems and Filterbanks*. 1st Title. 1993. ISBN 0-13-605718-7.
- [49] Lopez, R. G. - Grajal, J. – Sanz, O. A. Digital channelized receiver based on time-frequency analysis for signal interception. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. July 2005, vol. 41, issue 3, s. 879-898. ISSN 0018-9251.
- [50] Maranda, B.H. On the false alarm probability for an overlapped FFT processor. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. October 1996, vol. 32, issue 4, s. 1452-1456. ISSN 0018-9251.
- [51] Rabiner, L. R. – Parks, T. W. – McClellan, J. H. FIR digital filter design techniques using weighted Chebyshev approximation. *Proceedings of the IEEE*. April 1975, vol. 63, issue 4, s. 595-610. ISSN 0018-9219.
- [52] Oppenheim, A. V. - Schaffer, R. W. *Discrete-Time signal Processing*.
- [53] Lyons, R. G. *Understanding Digital Signal Processing*. Eighth Printing. 2001. ISBN 0-201-63467-8.
- [54] Tsui, J. B. *Digital Techniques for Wideband Receivers*. 2nd Edition. 2004. ISBN 1-891121-26-X.
- [55] Noury, L. - Durbin, F. - Mehrez, H. - Tissot, A. A Generic ASIC Architecture for Real Time Time-Frequency Analysis of Non-stationary Large Bandwidth Signals. In *Proceedings of instrumentation and measurement technology conference IMTC 2007*. Warsaw, 2007. s. 1-5. ISSN 1091-5281.
- [56] Zahirniak, D. R. - Sharpin, D. L. - Fields, T. W. Hardware-efficient, multirate, digital channelized receiver architecture. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. January 1998, vol. 34, issue 1, s. 137-152. ISSN 0018-9251.
- [57] Sundararajan, P. *High Performance Computing Using FPGAs*. Xilinx white paper. [online]. c2010. [cit. 2010-10-12]
<www.xilinx.com/support/documentation/white_papers/wp375_HPC_Using_FPGAs.pdf>.

- [58] Rife, D. C. - Boorstyn, R. R. Single-tone parameters estimation from discrete-time observations. *IEEE Transactions on Information Theory*. September 1974, vol. 20, issue 5, s. 591-598. ISSN 0018-9448.
- [59] Kay, S. A fast and accurate single frequency estimator. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*. December 1989, vol. 37, issue 12, s. 1987-1989. ISSN 0096-3518.
- [60] Schmidt, R. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation. *IEEE Transactions on Antennas Propagation*. March 1986, vol. 34, issue 3, s. 276-280. ISSN 0018-926X.
- [61] Roy, R. - Kailath, T. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*. July 1989, vol. 37, issue 7, s. 984-995. ISSN 0096-3518.
- [62] Balakrishnama, S. - Ganapathiraju, A. *Linear Discriminant Analysis – A brief tutorial*. [online]. [cit. 2010-11-12].
<www.music.mcgill.ca/~ich/classes/mumt611_07/classifiers/lda_theory.pdf>.
- [63] Smith, L. *A tutorial on Principal Component Analysis*. [online]. c2002. [cit. 2010-11-12]. <<http://users.ecs.soton.ac.uk/hbr03r/pa037042.pdf>>.
- [64] Stone, J., V. *Independent Component Analysis – A tutorial introduction*. 2004. ISBN 0-262-69315-1.
- [65] Boldiš, P. *Bibliografické citace dokumentů dle ČSN ISO 690 a ČSN ISO 690-2, Část 2 – Modely a příklady citací u jednotlivých typů dokumentů*. [online]. c2004. [cit. 2010-15-12]. <<http://www.boldis.cz/citace/citace2.pdf>>.

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1 Směroměrný systém se dvěma přijímacími senzory.....	4
Obr. 2 Multistatický koherentní systém.....	5
Obr. 3 Princip časoměrného (TDOA) systému.	8
Obr. 4 Vrstevnicové vyjádření parametru HDOP a VDOP pro vhodné geometrické uspořádání (hvězda) TDOA systému.	10
Obr. 5 Vrstevnicové vyjádření parametru HDOP a VDOP pro nevhodnou geometrickou konfiguraci TDOA systému.	11
Obr. 6 Analytický signál, časový průběh a spektrum.	14
Obr. 7 Průběhy jednotlivých složek komplexní obálky a okamžité fáze zvolené třídy signálů.	19
Obr. 8 Ideové blokové schéma přijímače širokopásmového TDOA systému s vyznačením možných způsobů digitalizace.	21
Obr. 9 Ilustrace jednodécibellové komprese.....	24
Obr. 10 Bod zahrazení intermodulačních produktů třetího řádu.	24
Obr. 11 Zrcadlení kmitočtů do první Nyquistovy zóny	26
Obr. 12 Vliv chyby času odběru vzorků na odečtenou úroveň napětí pro „rychlý“ a „pomalý“ signál.	29
Obr. 13 Dosažitelná hodnota dynamického rozsahu ADC v závislosti na frekvenci vstupního signálu pro různé hodnoty jitteru hodinového signálu.	30
Obr. 14 Porovnání výkonového spektra koherentně a nekoherentně vzorkovaného signálu.	31
Obr. 15 Význam parametrů SINAD a SFDR analogově-digitálního převodníku.	33
Obr. 16 Intermodulační produkty při buzení vstupu převodníku dvojicí harmonických signálů.	34
Obr. 17 Zvýšení dynamického rozsahu ADC převzorkováním.	37
Obr. 18 Charakteristika číslicových filtrů.....	38
Obr. 19 Snížení nároků na antialiasingový filtr ADC.....	39
Obr. 20 Blokové schéma časově prokládaného vzorkovacího systému	40
Obr. 21 Chyba zesílení a offsetu neideální převodní charakteristiky ADC.....	40
Obr. 22 Spektrum signálu vzorkovaného čtyřmi paralelními převodníky.	41

Obr. 23 Standardní odchylka a střední hodnota chyby určení hodnoty jitteru.....	44
Obr. 24 Detektor s adaptivním prahem.....	48
Obr. 25 Směrodatná odchylka určení TDOA metodou ATD jako funkce SNR.....	52
Obr. 26 Směrodatná odchylka určení TDOA metodou ATD jako funkce SNR.....	52
Obr. 27 Směrodatná odchylka určení TDOA metodou ATD jako funkce SNR.....	53
Obr. 28 Směrodatná odchylka určení TDOA metodou ATD jako funkce SNR.....	53
Obr. 29 Směrodatná odchylka určení TDOA metodou ATD jako funkce SNR.....	54
Obr. 30 Směrodatná odchylka určení TDOA metodou ATD jako funkce SNR.....	54
Obr. 31 Směrodatná odchylka určení TDOA metodou ATD jako funkce SNR.....	55
Obr. 32 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací amplitudových obálek jako funkce SNR.	57
Obr. 33 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací amplitudových obálek jako funkce SNR.	57
Obr. 34 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací amplitudových obálek jako funkce SNR.	58
Obr. 35 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací amplitudových obálek jako funkce SNR.	58
Obr. 36 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací amplitudových obálek jako funkce SNR.	59
Obr. 37 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací amplitudových obálek jako funkce SNR.	59
Obr. 38 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací komplexních obálek jako funkce SNR.....	60
Obr. 39 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací komplexních obálek jako funkce SNR.....	61
Obr. 40 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací komplexních obálek jako funkce SNR.....	61
Obr. 41 Směrodatná odchylka určení TDOA vzájemnou korelací komplexních obálek jako funkce SNR.....	62
Obr. 42 Pravděpodobnost detekce signálu z průběhu amplitudové obálky jako funkce SNR pro různě dlouhé integrační intervaly.	67
Obr. 43 Zvolený průběh váhovací funkce - Taylorovo okno.....	70

Obr. 44 Modulová charakteristika použitého okna.....	70
Obr. 45 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT s nekoherentní integrací jako funkce SNR.....	73
Obr. 46 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT s nekoherentní integrací jako funkce SNR.....	73
Obr. 47 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT s nekoherentní integrací jako funkce SNR.....	74
Obr. 48 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT s nekoherentní integrací jako funkce SNR.....	74
Obr. 49 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT s nekoherentní integrací jako funkce SNR.....	75
Obr. 50 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT s nekoherentní integrací jako funkce SNR.....	75
Obr. 51 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT s nekoherentní integrací jako funkce SNR.....	76
Obr. 52 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT s nekoherentní integrací jako funkce SNR.....	76
Obr. 53 Modulová charakteristika všech kanálů pro filtr navržený dle požadavků v textu.....	78
Obr. 54 Detail propustného pásma charakteristiky z obr. 53.....	79
Obr. 55 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT (váhování filtrem) s nekoherentní integrací jako funkce SNR.....	80
Obr. 56 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT (váhování filtrem) s nekoherentní integrací jako funkce SNR.....	80
Obr. 57 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT (váhování filtrem) s nekoherentní integrací jako funkce SNR.....	81
Obr. 58 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT (váhování filtrem) s nekoherentní integrací jako funkce SNR.....	81
Obr. 59 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT (váhování filtrem) s nekoherentní integrací jako funkce SNR.....	82
Obr. 60 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT (váhování filtrem) s nekoherentní integrací jako funkce SNR.....	82

Obr. 61 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT (váhování filtrem) s nekoherentní integrací jako funkce SNR.....	83
Obr. 62 Pravděpodobnost detekce signálu pomocí STFT (váhování filtrem) s nekoherentní integrací jako funkce SNR.....	83
Obr. 63 Polyfázová banka filtrů.....	84
Obr. 64 Decimační identita	84
Obr. 65 Klasická realizace filtru s decimací výstupu a realizace stejné funkce polyfázovým filtrem	85
Obr. 66 Modulová charakteristika všech kanálů pro polyfázovou banku filtrů.....	86
Obr. 67 Pravděpodobnost detekce signálu polyfázovou bankou filtrů jako funkce SNR.....	87
Obr. 68 Pravděpodobnost detekce signálu polyfázovou bankou filtrů jako funkce SNR.....	87
Obr. 69 Pravděpodobnost detekce signálu polyfázovou bankou filtrů jako funkce SNR.....	88
Obr. 70 Pravděpodobnost detekce signálu polyfázovou bankou filtrů jako funkce SNR.....	88
Obr. 71 Pravděpodobnost detekce signálu polyfázovou bankou filtrů jako funkce SNR.....	89
Obr. 72 Pravděpodobnost detekce signálu polyfázovou bankou filtrů jako funkce SNR.....	89
Obr. 73 Pravděpodobnost detekce signálu polyfázovou bankou filtrů jako funkce SNR.....	90
Obr. 74 Pravděpodobnost detekce signálu polyfázovou bankou filtrů jako funkce SNR.....	90
Obr. 75 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	97
Obr. 76 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	97
Obr. 77 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	98
Obr. 78 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	98
Obr. 79 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	99
Obr. 80 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	99
Obr. 81 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	100

Obr. 82 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	100
Obr. 83 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	101
Obr. 84 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	101
Obr. 85 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	102
Obr. 86 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	102
Obr. 87 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	103
Obr. 88 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	103
Obr. 89 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	104
Obr. 90 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	104
Obr. 91 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	105
Obr. 92 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	105
Obr. 93 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	106
Obr. 94 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	106
Obr. 95 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	107
Obr. 96 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	107
Obr. 97 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	108
Obr. 98 Standardní odchylka odhadu nosné frekvence jako funkce SNR.	108

SEZNAM TABULEK

Tab. 1 Potřebný odstup signálu od šumu pro dosažení pravděpodobnosti detekce 95%.	91
Tab. 2 Počet operací za sekundu pro jednotlivé realizace časově-frekvenční distribuce signálu.....	93

SEZNAM ZKRATEK

ADC	Analogově-číslicový převodník	Analogue-to-digital Converter
AGN	Aditivní Gaussovský šum	Additive Gaussian Noise
ATD	Detektor s adaptivním prahem	Adaptive Threshold Detector
BW	Šířka pásma	Bandwidth
CAF	Vzájemná funkce neurčitosti	Cross Ambiguity Function
CF	Nosná frekvence	Carrier Frequency
CRLB	Dolní Cramer Raova mez	Cramer-Rao Lower Bound
CW	Spojité vlna	Continuous wave
DFT	Diskrétní Fourierova transformace	Discrete Fourier Transform
DR	Dynamický rozsah	Dynamic Range
DYNAD	Dynamické charakteristiky a testování analogově-číslicových převodníků	DYNAMIC characterization and testing of Analogue to Digital Converters
ELINT	Elektronická inteligence	Electronic Intelligence
ENOB	Efektivní počet bitů	Effective Number Of Bits
EW	elektronický boj	electronic Warfare
FDOA	Rozdíl v Dopplerově kmitočtu	Frequency Differences Of Arrival
FFT	Rychlá Fourierova transformace	Fast Fourier Transform
FIR	Filtr s konečnou délkou impulsní odezvy	Finite Impulse Response
FLOPS	Počet operací s pohyblivou řádovou čárkou za vteřinu	Floating Operations Per Second
FPGA	Programovatelné logické obvody	Field Programmable Gate Arrays
HT	Hilbertova transformace	Hilbert Transform
IEEE	Institut pro elektrotechnické a elektronické inženýrství	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFM	Měření okamžité frekvence	Instantaneous Frequency Measurement
IFT	Inverzní Fourierova transformace	Inverse Fourier Transform
IP3	Bod zahrazení intermodulačních produktů třetího řádu	Third order intercept point
LFM	Lineární frekvenční modulace	Linear Frequency Modulation
LNA	Nízkošumový zesilovač	Low Noise Amplifier
LO	Místní oscilátor	Local Oscillator
LPI	Radiolokátory s nízkou pravděpodobností zachycení	Low Probability of Interception
LSB	Bit s nejmenším významem	Least Significant Bit
MLE	Maximálně věrohodný odhad	Maximum Likelihood Estimator
NF	Šumové číslo	Noise Factor
NOB	Počet bitů	Number Of Bits
NZ	Nyquistova zóna	Nyquist Zone
PFT	Postupná frekvenční transformace	Pipelined Frequency Transform
SFDR	DR bez intermodulačního zkreslení	Spurious Free Dynamic Range

SINAD	Poměr signálu k šumu a zkreslení	Signal to Noise And Distortion
SNR	Poměr signálu k šumu	Signal to Noise Ratio
STFT	Krátkodobá Fourierova transformace	Short Time Fourier Transform
TACAN	Taktická majáková navigace	Tactical Air Navigation

SEZNAM PUBLIKACÍ AUTORA

- [1] Slezák, L. - Kvasnička, M. - Pelant, M. - Vávra, J. - Plšek, R.: Passive Coherent Location system simulation and evaluation. *Proc. SPIE, Vol. 6159, 615918 (2006)*; DOI: 10.1117/12.675065. (In *Proc. Signal Processing Symposium 2005, Wilga 2005*).
- [2] Kvasnička, M. - Heřmánek, A. - Pelant, M. - Plšek, R.: Passive Coherent Location FPGA implementation of the Cross Ambiguity Function. In *Proc. SPIE, Vol. 6159, 615918 (2006)*; DOI:10.1117/12.675069. (In *Proc. Signal Processing Symposium 2005, Wilga 2005*).
- [3] Konečný, J. - Plšek, R.: Monopulse processing of Elevation. In *Proc. International Radar Symposium 2005, Berlin, September, 2005*.
- [4] Slezák, L. - Kvasnička, M. - Pelant, M. - Vávra, J. - Plšek, R.: Simulation and Evaluation of the Passive Coherent Location system. In *Proc. International Radar Symposium 2005, Berlin, September, 2005*.
- [5] Slezák, L. - Kvasnička, M. - Pelant, M. - Vávra, J. - Plšek, R.: Passive Coherent Location system simulation and evaluation. In *Proc. Comite 2005, Prague, September, 2005*. ISBN 80-86582-16-7.
- [6] Plšek, R. Time Interleaved Analog-To-Digital Converters Errors Estimation. In *Proceedings of Comite 2005, Prague, September, 2005*. ISBN 80-86582-16-7.
- [7] Plšek, R. - Slezák, L. Investigation of FM-Band Transmitters Amplitude Variations. In *Proceedings of Comite 2005, Prague, September, 2005*. ISBN 80-86582-16-7.
- [8] Stejskal, V. - Plšek, R. Pasivní koherentní lokace – experimentální systém v ERA a.s.: In *Proc. Pravidelní setkání zájemců o mikrovlnnou techniku. Česká elektrotechnická společnost, ÚOS Mikrovlnná technika, Praha, 2009*. ISBN 978-80-02-02183-4.
- [9] Plšek, R. - Stejskal, V. - Pelant, M. - Slezák, L. FM-Based Passive Coherent Location System, Detection and Accuracy. In *Proceedings of the International Conference on Military Technologies 2009*. Brno: University of Defence, 2009. s. 448-457. ISBN 978-80-7231-649-6.
- [10] Stejskal, V. - Plšek, R. FM-Based Passive Coherent Location Demonstrator. In *Proceeding International Symposium - Enhanced Solutions for Aircraft and Vehicle Surveillance Applications*. Berlin, March 2010.